



Etude et réalisation d'une tête de réception hétérodyne en ondes submillimétriques pour l'étude des atmosphères et surfaces de planètes

Bertrand Thomas

► To cite this version:

Bertrand Thomas. Etude et réalisation d'une tête de réception hétérodyne en ondes submillimétriques pour l'étude des atmosphères et surfaces de planètes. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Observatoire de Paris; Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2004. Français. NNT: . tel-00392239

HAL Id: tel-00392239

<https://theses.hal.science/tel-00392239>

Submitted on 5 Jun 2009

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Université Paris 6 - Pierre et Marie CURIE

THESE DE DOCTORAT

Spécialité : Méthodes Instrumentales en Astrophysique et leurs Applications Spatiales

Présentée par

Bertrand THOMAS

Pour l'Obtention du grade de DOCTEUR de l'UNIVERSITÉ PARIS 6

Etude et réalisation d'une tête de réception hétérodyne en ondes submillimétriques pour l'étude des atmosphères et surfaces de planètes

Soutenue le 17 Décembre 2004 devant le jury composé de :

Mr. Pierre ENCRENAZ	Président
Mr. Antti RAÏSANEN	Rapporteur
Mr. Didier LIPPENS	Rapporteur
Mr. Gérard BEAUDIN	Directeur de thèse
Mr. Alain MAESTRINI	Codirecteur de thèse
Mr. Georges ALQUIE	Examineur
Mr. Jean-Marc GOUTOULE	Invité
Mme. Catherine PRIGENT	Invitée

Thèse préparée au Laboratoire d'Etude du Rayonnement et de la Matière en Astrophysique,
Observatoire de Paris, Paris.

Résumé de thèse

L'objectif de l'instrument hétérodyne MAMBO (*Mars Atmosphere Microwave Brightness Observer*) est d'étudier et de cartographier l'atmosphère et la surface de la planète Mars, à partir d'observations radiométriques dans le domaine submillimétrique, couvrant la bande de fréquence 320-350 GHz. Prévu initialement pour être embarqué sur la mission Mars Premier Orbiter du CNES en 2007, la définition de l'instrument ainsi que les caractéristiques de la tête de réception hétérodyne sont présentées en première partie.

Le thème principal de la thèse concerne l'étude et la réalisation d'un mélangeur subharmonique à diodes Schottky planaires, constitutif de la tête de réception hétérodyne de l'instrument. Un modèle numérique du mélangeur a été conçu en couplant des simulations électromagnétiques tridimensionnelles et des simulations de circuits non-linéaires. Cette méthode de simulation a permis d'optimiser les structures guidantes et le circuit du mélangeur pour élargir au maximum la bande de fréquence instantanée, et réduire la puissance d'Oscillateur Local (OL) nécessaire au fonctionnement optimal de la paire de diodes. Les performances mesurées du prototype réalisé sont en accord étroit avec les résultats de simulations, avec une sensibilité à l'état-de-l'art dans une bande de fonctionnement entre 300 et 360 GHz, et une puissance d'OL comprise entre 2,5 mW et 4 mW.

La dernière partie de la thèse est consacrée à l'étude des propriétés diélectriques de plusieurs échantillons de minéraux, roches et sables dans le domaine millimétrique (jusqu'à 170 GHz), dans le cadre scientifique de la cartographie de la surface de Mars par l'instrument MAMBO. Des mesures de la permittivité de ces matériaux par analyse vectorielle, et des mesures radiométriques faites en collaboration avec l'IAP (Institut de Physique Appliquée) de Berne (Suisse) sont présentées. L'objectif est de mettre en avant les différences d'émissivité des roches carbonatées par rapport à des roches riches en silicates.

Ce travail de thèse est également préparatoire aux futurs instruments radiométriques embarqués, pour l'observation de la terre aux longueurs d'onde submillimétriques. Dans cette perspective, le développement de récepteurs hétérodynes intégrant dans une même mécanique plusieurs éléments de mélange et de multiplication en fréquence permettra des avancées technologiques dans le domaine de l'imagerie Terahertz.

Abstract

The scientific goal of the heterodyne instrument MAMBO (*Mars Atmosphere Microwave Brightness Observer*) is to perform spectroscopic observations of the atmosphere and continuum detection of the surface of Mars by remote sensing in the frequency range 320-350 GHz. Initially programmed onboard the Mars Premier Orbiter mission from CNES in 2007, the definition of the instrument, including the receiver frontend characteristics, is presented.

The main theme of the thesis is the completion of a subharmonic mixer using planar Schottky diodes, which is the critical element of the receiver head of the instrument. From the study of a prototype developed by the ASTRIUM company, a numerical model of the mixer has been built by coupling three-dimensional electromagnetic simulations together with non-linear circuit simulations. This simulation method allows to optimize the waveguide structure and the circuit of the mixer to broaden the operational bandwidth, and to reduce the amount of Local Oscillator power required to pump the Schottky diodes. A tuner-less prototype of the subharmonic mixer has been built and tested. The measured performances are in close accordance with the simulation results. The mixer operates in the frequency range 300-360 GHz, exhibiting state-of-the-art sensitivity, and LO power requirements from 2.5 mW to 4 mW.

The last part of the thesis is dedicated to the study of the dielectric properties of several mineral, rock and sand samples, in the millimeter wave domain (up to 170 GHz), in the scientific surrounding of the radiometric mapping of the Mars surface by MAMBO. Permittivity measurements of these materials using a vector-network analyzer, together with radiometric measurements done in collaboration with the IAP (Institute of Applied Physics) of Bern (Switzerland) are presented. The objective is to highlight the differences in emissivity of carbonate rocks and sands compared to silicate-rich samples.

This thesis work is also introductory to futures space-born radiometric instruments for the Earth remote sensing at submillimeter wavelengths. In that context, the development of heterodyne receivers integrating in one mechanical block several mixing and frequency multiplying stages will contribute to technological improvements in Terahertz imaging systems.

Remerciements

Je souhaite tout d'abord remercier vivement Mr. Gérard Beaudin de m'avoir encadré pendant ces trois années. Sa disponibilité, sa gentillesse et sa confiance ont constitué un cadre d'une grande sérénité dans le déroulement de ma thèse. Je souhaite également exprimer ma plus grande gratitude à Mr. Alain Maestrini pour avoir co-dirigé mes travaux pendant cette période. Ses conseils et sa dévotion m'ont profondément enrichi et ont largement contribué au succès de ces travaux.

Je souhaite remercier Mr. Jean-Michel Lamarre, directeur du LERMA de m'avoir accueilli au laboratoire. Mes remerciements vont également à Mr. Francis Rocard pour avoir soutenu mes travaux au CNES.

Je souhaite vivement remercier Mr. Pierre Encrenaz pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de soutenance.

J'aimerais également remercier chaleureusement Mr. Antti Räisänen pour avoir bien voulu être le rapporteur de ma thèse. Son assistance et son encadrement durant la 1^{ère} année m'ont été d'une grande utilité. Je souhaite également remercier Mr. Didier Lippens d'avoir accepté d'être rapporteur de ma thèse et pour m'avoir reçu plusieurs fois à l'IEMN.

Je souhaite également remercier Madame Catherine Prigent pour ses conseils, son dynamisme et son enthousiasme. Son soutien et son implication m'ont permis de me sensibiliser à l'aspect scientifique de la radiométrie spatiale. Je l'en suis grandement reconnaissant.

J'aimerais exprimer ma gratitude à Mr. Jean-Marc Goutoule et Mr. Jean-Claude Orlhac, ingénieurs chez ASTRIUM-Toulouse, pour m'avoir fait profiter de leur expérience technique et de leur savoir-faire. Je suis également très heureux d'avoir eu l'occasion de travailler avec Mr. François Forget et Madame Karine Dassas du LMD, dans le cadre du projet MAMBO.

Je souhaite remercier Mr. Christian Mätzler pour m'avoir permis de faire des mesures radiométriques à l'IAP de Berne. Son accueil chaleureux et sa disponibilité m'ont particulièrement touché.

Un grand merci à tous les membres du laboratoire pour leur soutien, leur enthousiasme, et l'atmosphère d'échanges et de recherche particulièrement stimulante qu'ils ont contribué à développer au laboratoire. Mes remerciements vont à : Madame Yan Delorme, Mr. Jean-Michel Krieg, Mr. Morvan Salez, Mr. Frédéric Dauplay, Mr. Alexandre Féret, Mr. Karl Westerberg, Mr. Jean Baubert, Mr. André Deschamps et Madame Michèle Ba-Trung. Je souhaite également remercier Mr. Maurice Gheudin pour m'avoir fait partager son expérience radioastronomique, Mr. Benoit Lecomte pour son aide et son savoir-faire dans les opérations de micro-montage, Mr. Faouzi Boussaha, pour m'avoir fait partager son savoir-faire dans la réalisation des circuits en salle blanche, et enfin Mr. Jean-Marie Munier pour son « humanisme scientifique ». Merci à Mr. Pierre Bonnet pour sa gentillesse et sa disponibilité. Je souhaite également remercier Mr. Patrice Landry et Madame Marie-Claude Lemonnier pour leur aide et leur assistance à l'Infotek. Merci également à Madame Annick Gassais et Madame Françoise Gadea. Pour les discussions passionnantes et les innombrables conseils qui m'ont été donnés, je leurs suis infiniment reconnaissant. Je souhaite également remercier Mr. Jean-Marie Atcha et Mlle. Hui Wang pour leur assistance et leur motivation dans le cadre de leur stage.

Je souhaite également remercier les membres du Pôle Instrumental de Haute Technologie, et en particulier Mr. Patrice Barroso pour son savoir-faire dans l'amincissement des circuits.

Enfin, je voudrais remercier ma mère et ma femme Dania pour le soutien inconditionnel qu'ils m'ont apporté durant toutes ces années. Leurs encouragements, leur présence et leur patience m'ont permis de mener à bien cette aventure jusqu'à son terme.

Je dédie ce manuscrit à mon père.

Table des matières

Liste des acronymes	11
Introduction générale	13
 <i>I) Un sondeur microonde Martien</i>	 17
I.1) Introduction	17
I.2) Les objectifs scientifiques de MAMBO	17
I.3) Présentation de l'instrument MAMBO	19
I.3.1) Choix de la bande de fréquence	19
I.3.2) Description générale de l'instrument	20
I.3.3) La tête de réception hétérodyne en ondes submillimétriques	22
I.3.4) Le design du processeur FI	26
I.3.5) Les spectromètres utilisés	27
 <i>II) Fonctionnement du mélangeur subharmonique</i>	 29
II.1) Principe de fonctionnement de la diode Schottky	31
II.1.1) Le modèle physique de la diode Schottky	31
II.1.2) Le modèle électrique de la diode Schottky	33
II.1.3) L'implantation physique de la barrière en technologie planaire	35
II.1.4) Les paramètres de diode utilisés	37
II.2) La simulation d'un mélangeur idéal utilisant une paire de diodes Schottky anti-parallèles	38
II.2.1) Le principe du mélange subharmonique – avantages & inconvénients	38
II.2.2) La simulation non linéaire du circuit par la méthode de l'Equilibrage Harmonique	40
II.2.3) Le modèle de bruit de la diode Schottky	42
II.2.4) Résultat des simulations non linéaires	44
II.2.5) La simulation de la diode en régime linéaire	46

II.3) Analyse du composant planaire SD1T7-D20	48
II.3.1) La simulation Electromagnétique 3D	49
II.3.2) Le circuit équivalent	51
II.3.3) Résultats des simulations	54
Conclusion du chapitre	57
<i>III) Validation de la modélisation à l'aide d'un prototype de mélangeur à 330 GHz</i>	59
III.1) Description du prototype de mélangeur MAMBO	59
III.2) Construction du modèle numérique avec HFSS et ADS	60
III.2.1) L'environnement de la paire de diodes	61
III.2.2) Les filtres microrubans RF et OL	64
III.2.3) Le couplage OL – transition guide-ligne microruban	65
III.2.4) Le schéma équivalent complet	66
III.3) Comparaison entre les simulations et les mesures	68
III.3.1) Procédure de détermination des performances simulées	68
III.3.2) Description du banc de mesure du mélangeur MAMBO	69
III.3.3) Calcul de la température effective des charges chaudes et froides	71
III.3.4) Comparaison entre les mesures et les simulations	71
III.4) Etude de la sensibilité de l'architecture du mélangeur	75
III.4.1) 1 ^{er} type de mélangeur : diodes dans le guide RF	75
III.4.2) 2 ^{ème} type de mélangeur : diodes dans le canal	77
Conclusion du chapitre	80

<i>IV) Conception du mélangeur LERMA sans accord mobile</i>	81
IV.1) Le modèle numérique du mélangeur	81
IV.1.1) L'environnement de la paire de diodes dans le canal	84
IV.1.2) Les filtres RF et OL	84
IV.1.3) La transition large-bande guide-ligne suspendue	86
IV.2) Les résultats de l'optimisation en régime linéaire	88
IV.2.1) l'optimisation globale du mélangeur	88
IV.2.2) Conséquences sur la puissance d'OL	90
IV.2.3) Comportement du circuit mélangeur en FI	91
IV.2.4) La transition guide rectangulaire- guide circulaire	92
IV.2.5) Le cornet intégré	94
IV.3) Fabrication du mélangeur	96
IV.3.1) Fabrication des circuits RF et FI sur substrat de quartz – procédure salle blanche	96
IV.3.2) Amincissement et découpe des circuits sur quartz	99
IV.3.3) Réalisation des pièces mécaniques	100
IV.3.4) Le montage des diodes et du circuit dans le mélangeur	101
IV.4) Tests hétérodynes du mélangeur	103
IV.4.1) Tests du mélangeur avec cornet intégré	103
IV.4.2) Comparaison entre les simulations et les mesures	107
IV.4.3) Test du mélangeur V2.0 avec cornet externe	110
Conclusion et perspectives	111
<i>Bibliographie</i>	115

<i>V) Les mesures de roches pour la radiométrie</i>	121
V.1) Introduction	121
V.1.1) Le contexte Martien	121
V.1.2) Analogie avec les zones désertiques terrestres	122
V.2) Présentation des observations satellites et les cartes d'émissivités	122
V.2.1) Les données satellites	122
V.2.2) La nature des matériaux à analyser	124
V.3) Mesures vectorielle des matériaux	126
V.3.1) Les mesures basses fréquence (100 MHz-3 GHz)	126
V.3.2) Les mesures hautes fréquence (30 GHz-180 GHz)	127
V.3.3) Résultats des mesures vectorielles	132
V.3.4) Calcul de l'émissivité de ces matériaux avec un modèle IEM	134
V.4) Mesures radiométriques des matériaux	137
V.4.1) Présentation du banc de mesures radiométriques	137
V.4.2) Modèles d'inversion des données	141
V.4.3) Résultats obtenus sur les roches	143
V.4.3.1) Mesures et modèle	143
V.4.3.2) Interprétation des résultats concernant les roches	148
V.4.4) Résultats obtenus sur les sables	149
V.4.4.1) Mesures et modèle	149
V.4.4.2) Interprétation des résultats concernant les sables	150
Conclusion de chapitre	151
<i>Bibliographie</i>	153
Conclusion générale	155
Annexes A, B, C, D.	159

Liste des acronymes

ACS : Auto-Correlator Spectrometer

ADS : Advanced Design System (Agilent)

ASMUWARA : All-Sky Multi Wavelength Radiometer

CNES : Centre National d'Etudes Spatiales

CNRS : Centre National de la Recherche Scientifique

CST : Computer Simulation Technology

CTS : Chirp Transform Spectrometer

DAC : Data Access Component

DSB : Double Side Band

ENSMP : Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris

EOS-MLS : Earth Observing System – Microwave Limb Sounder

ERS : European Remote Sensing Satellites

ESA : European Space Agency

FI : Fréquence Intermédiaire

HBV : Heterostructure Barrier Varactor

HFSS : High Frequency Simulation Software (Ansoft)

HIFI : Heterodyne Instrument for the Far-Infrared

HUT : Helsinki University of Technology

IAP : Institute of Applied Physics – Bern (Switzerland)

IEF-CEETAM : Institut d'Electronique Fondamentale – Centre d'Etudes et d'Enseignement des Technologies Appliquées aux Micro et nano-structures

IEM : Integral Equation Model

IEMN : Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord

IPSL : Institut Pierre Simon Laplace

ISO : Infrared Space Observatory

JPL : Jet Propulsion Laboratory

LERMA : Laboratoire d'Etude du Rayonnement et de la Matière en Astrophysique

LMD : Laboratoire de Météorologie Dynamique

LNA : Low Noise Amplifier

MAMBO : Mars Atmosphere Microwave Brightness Observer

MHS : Microwave Humidity Sounder

MIRO : Microwave Instrument for the Rosetta Orbiter
MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuit
MORA : Mono Radiometer
MPAE : Max Plank Institut für Aeronomie
NASA : National Aeronautics and Space Administration
OL : Oscillateur Local
PIOM : Laboratoire de Physique des Interactions Ondes-Matière
PLL : Phased-Locked Loop
PLO : Phased-Locked Oscillator
PORA : Portable Radiometer
RAO : Réponse à Appel d'Offre
RF : Radio Fréquence
RPG : Radiometer Physics GmbH
SAP : Société Audoise de Précision
SHP : Sub-Harmonically Pumped
SSB : Single Side Band
SSC : Swedish Space Corporation
SSM/I : Special Sensor Microwave Imager
TOS : Taux d'Ondes Stationnaires
TRARA : Tragbares Radiometer
TUD : Technical University of Darmstadt
USO : Ultra Stable Oscillator
UVa : University of Virginia
VDI : Virginia Diodes Inc.
VSWR : Voltage Standing Wave Ratio

Introduction générale

Contexte général

La radiométrie spatiale connaît depuis plus de vingt ans un essor particulier et des développements technologiques sans précédent dans le domaine millimétrique et submillimétrique. Ce domaine s'étend dans une gamme fréquentielle allant de 30 GHz jusqu'à plusieurs THz. Ces instruments permettent, une fois embarqués sur satellites, de répondre à une grande diversité d'objectifs scientifiques tels que l'observation de nuages de gaz froid dans le milieu interstellaire (satellite ODIN du SSC – Observatoire de Paris lancé en Février 2001, le futur satellite HERSCHEL de l'ESA dont le lancement est prévu en 2007), mais également l'étude des atmosphères de planètes, en particulier la terre (le satellite franco-indien SAPHIR dont le lancement est prévu pour 2007, l'instrument MHS développé par ASTRIUM, le satellite EOS-MLS de la NASA lancé en Juillet 2003). L'observation des surfaces continentales et océaniques terrestres par mesure du niveau de continuum permet également d'obtenir un grand nombre d'informations sur la nature et l'humidité des sols, la rugosité de surface, et potentiellement la diffusion en volume sous la surface.

La richesse des résultats obtenus grâce aux observations de la terre aux longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques est très prometteuse dans le contexte de l'exploration des autres planètes du système solaire, grâce à l'envoi de sondes automatiques pouvant embarquer ce type d'instrument. Dors et déjà, l'instrument MIRO (Microwave Instrument for the Rosetta Orbiter) est le 1^{er} de ce type à équiper une sonde cométaire (la mission ROSETTA réalisée en collaboration ESA-NASA, et lancée en 2004) pour étudier les gaz éjectés dans la queue de la comète Churyumov-Gerasimenko. C'est dans ce contexte que la description d'un instrument radiométrique dédié à l'étude de l'atmosphère et de la surface de la planète Mars est présentée dans ce manuscrit.

La fiabilité de ces instruments, et en particulier de la tête de réception, est essentielle dans un contexte spatial extrêmement contraignant. Les missions spatiales dédiées à la planétologie et à la météorologie étant en général programmées pour avoir une durée de vie de plusieurs années, il est primordial de concevoir des radiomètres qui puissent fonctionner en autonomie pendant cette période. L'utilisation de semiconducteurs dans la tête de réception hétérodyne

permet un fonctionnement à température ambiante pendant plusieurs années, alors que l'emploi de supraconducteurs, bien que permettant d'atteindre de bien meilleures sensibilités instrumentales, nécessite un système cryogénique dont la durée de vie et l'autonomie sont encore limitées. Les récents projets spatiaux, comme le satellite ISO ou HERSCHEL (ESA), sont des moteurs importants de développements technologiques de nouveaux cryogénérateurs qui pourraient atteindre dans un avenir proche l'autonomie et la consommation souhaitée. Malgré cela, les semiconducteurs restent encore les meilleurs candidats pour ce type de missions.

L'avènement de la technologie planaire appliquée aux diodes semi-conductrices a permis de révolutionner la conception la tête de réception hétérodyne, rendant les instruments radiométriques plus fiables et pleinement matures pour les missions planétaires et d'observation de la terre.

Objectifs de la thèse

L'objectif principal du travail de thèse présenté dans ce manuscrit est la conception d'une tête de réception hétérodyne fonctionnant aux frontières du domaine millimétrique et submillimétrique pour les futurs radiomètres embarqués sur ballons stratosphériques ou sur satellites. L'essentiel du travail réalisé porte sur le développement d'un mélangeur subharmonique à diodes Schottky planaires, qui constitue le cœur du système. A travers une approche de conception basée en grande partie sur la modélisation numérique, l'objectif de la conception du mélangeur est de tirer partie au maximum des potentialités de la technologie planaire de fabrication des diodes, afin de rendre le radiomètre plus sensible, sur une gamme de fréquences étendue tout en réduisant la complexité de la tête de réception. Ces objectifs doivent permettre de réduire les coûts de fabrication de l'instrument, d'obtenir une fiabilité accrue du système, et une possibilité de montée en fréquence jusqu'aux fréquences THz grâce à cette méthode de conception originale.

Dans le cadre de la proposition d'un instrument radiométrique dédié à l'étude de l'atmosphère et des surfaces de la planète Mars, un objectif annexe, mais néanmoins riche en investigations, est l'étude des propriétés diélectriques des matériaux géologiques en ondes millimétriques. Ce travail de recherche en laboratoire est intimement lié aux applications scientifiques de

l'instrument MAMBO conçu dans le cadre de cette thèse. Ces mesures en laboratoire doivent permettre d'établir un catalogue (non exhaustif) des propriétés de plusieurs types de roches et sables, pour appuyer la compréhension des observations radiométriques actuelles de régions désertiques terrestres. Ce travail est également préparatoire aux futures missions impliquant des observations radiométriques des surfaces planétaires.

Présentation du manuscrit

La 1^{ère} partie de la thèse concerne l'étude de faisabilité et la définition des spécifications d'un instrument radiométrique dont la mission est d'étudier l'atmosphère et la surface de la planète Mars aux longueurs d'onde submillimétriques – l'instrument MAMBO. Le 1^{er} chapitre décrit les objectifs scientifiques de la mission, l'architecture de l'instrument proposé, les choix technologiques qu'impliquent la conception du détecteur et les performances attendues.

Le thème principal de recherche associé à l'instrument MAMBO est la conception, la réalisation et les tests d'un mélangeur subharmonique à diodes Schottky, qui constitue le cœur et l'élément sensible du radiomètre. L'objectif de cette étude est de proposer une méthodologie de conception du mélangeur qui permette d'obtenir les meilleures performances possibles, dans une gamme de fréquence étendue, en améliorant la fiabilité du récepteur tout en réduisant la complexité et les coûts de fabrication. C'est l'objet des chapitres II, III et IV.

Le chapitre II reprend les principes physiques de la barrière Schottky et les équations qui servent à définir son modèle électrique équivalent. Le principe de fonctionnement d'un mélangeur subharmonique y est décrit, ainsi que le calcul de ses performances idéales. La structure planaire du composant Schottky est étudiée afin de quantifier les éléments parasites qu'elle introduit.

Le chapitre III est consacré à la validation des outils de simulation numérique, en modélisant les performances d'un prototype de mélangeur réalisé par la société ASTRIUM, et en les comparant aux performances mesurées. Après avoir validé les modèles numériques développés, deux types de mélangeurs sont simulés et une étude de sensibilité des performances calculées par rapport aux incertitudes de montage des diodes et du circuit est

effectuée. Cette étape est nécessaire pour concevoir un mélangeur à large bande sans élément d'accord mobile.

Le chapitre IV décrit la conception, la réalisation et les tests d'un mélangeur à large bande, sans accord mobile, fonctionnant dans la bande 300-360 GHz. Une part importante de la conception est basée sur la méthodologie de simulations utilisée pour optimiser les performances du mélangeur. Les performances simulées sont comparées aux mesures.

La dernière partie du manuscrit est consacrée à l'étude des propriétés diélectriques et radiométriques de matériaux géologiques (minéraux, roches et sables) pour appuyer des observations radiométriques de régions désertiques terrestres effectuées par satellites, en analogie avec les futures observations de la surface de Mars. Dans le chapitre V, une campagne de caractérisation des matériaux en laboratoire est présentée, et les résultats de ces mesures sont interprétés. Cette étude doit permettre de préparer les futures missions d'observation de surfaces planétaires en ondes millimétriques et submillimétriques.

I) Un sondeur microonde Martien

I.1) Introduction

Le projet MAMBO (Mars Atmosphere Microwave Brightness Observer) s'inscrit dans la proposition d'un instrument radiométrique opérant à la frontière du domaine millimétrique et submillimétrique dans le cadre de la mission Mars Premier 2007 du CNES. Cette proposition a été faite par un consortium de laboratoires dont le Laboratoire de Météorologie Dynamique (LMD) de l'IPSL – Université Pierre & Marie CURIE et le Laboratoire d'Etude du Rayonnement de la Matière en Astrophysique (LERMA) de l'Observatoire de Paris, en collaboration avec d'autres entités : le Jet Propulsion Laboratory (JPL) de la NASA, le Max Planck Institut für Aeronomie (MPAE), L'observatoire de Bordeaux, le Swedish Space Corporation (SSC) et le Millilab à l'Helsinki University of Technology (HUT).

La mission Mars Premier Orbiter 2007 du CNES consistait en un satellite d'exploration de la planète Mars, qui, dans sa version finale, devait embarquer l'instrument NETLANDER composée de quatre atterrisseurs destinés entre autres à l'étude sismique de la planète. Au cours de la Réponse à Appel d'Offre (RAO), l'instrument MAMBO a été proposé pour être embarqué sur l'Orbiter. Ce chapitre reprend les points forts de la RAO [Forget 03].

Nous allons maintenant décrire plus précisément les objectifs scientifiques auquel l'instrument MAMBO répond, sa conception technique et ses spécifications radiométriques.

I.2) Les objectifs scientifiques de MAMBO

Le sondeur microonde MAMBO est dédié à l'étude et la caractérisation de la composition et de la dynamique de l'atmosphère martienne, avec une sensibilité sans précédent. Pour cela, le radiomètre doit analyser l'émission thermique de l'atmosphère aux longueurs d'ondes submillimétriques grâce à la spectroscopie hétérodyne. Cette technique sera utilisée pour la première fois dans le cadre d'une mission martienne.

En pratique, MAMBO effectuera des observations atmosphériques aux limbes et au nadir grâce à des récepteurs hétérodynes dédiés à la télédétection de raies moléculaires dans la bande 320-350 GHz. Ces raies sont les suivantes : H₂O, CO, ¹³CO, HDO, O₃ et H₂O₂.

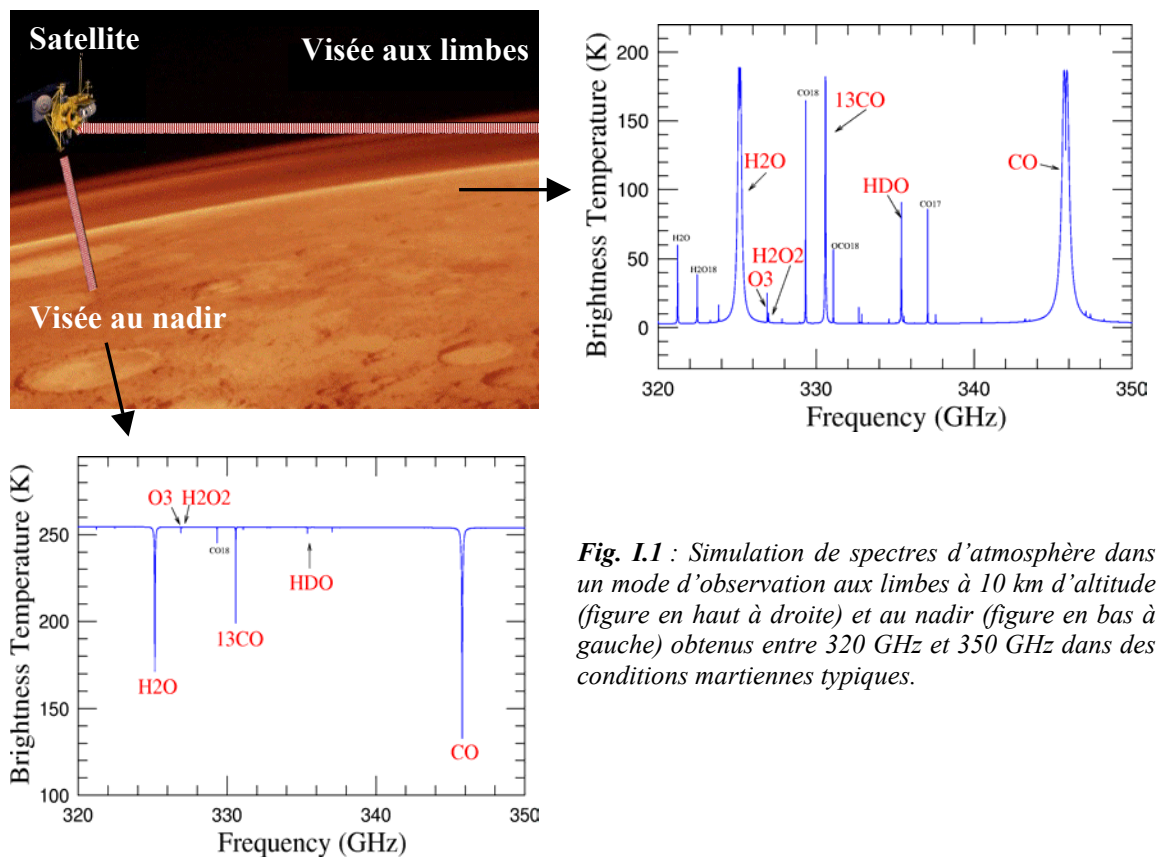


Fig. 1.1 : Simulation de spectres d'atmosphère dans un mode d'observation aux limbes à 10 km d'altitude (figure en haut à droite) et au nadir (figure en bas à gauche) obtenus entre 320 GHz et 350 GHz dans des conditions martiennes typiques.

L'instrument MAMBO permet alors une cartographie tridimensionnelle, avec une excellente résolution spatiale, de l'atmosphère de Mars en étudiant les caractéristiques suivantes :

Les vents : la haute résolution spectrale et spatiale permettra d'utiliser les profils de raies moléculaires de CO et ^{13}CO et leur décalage Doppler pour estimer la vitesse des vents. Les mesures aux limbes permettront de mesurer la vitesse des vents d'environ 20 km et 110 km d'altitude avec une précision d'environ 15 m/s. Ces mesures fourniront des informations clés sur la dynamique de l'atmosphère martienne.

La température : les profils de température seront extraits des données de CO et ^{13}CO avec une résolution spatiale verticale de 5 km, indépendamment de la quantité de poussière présente et des saisons. L'instrument MAMBO aura la sensibilité nécessaire pour permettre la restitution des profils de température jusqu'à 120 km d'altitude.

La vapeur d'eau : des profils de vapeur d'eau seront extraits des observations de la raie d' H_2O depuis la surface jusqu'à une altitude de 60 km, avec une résolution spatiale verticale de 5 km.

Le rapport D/H : le rapport isotopique sera cartographié de manière précise de 0 à 40 km d'altitude par spectroscopie simultanée des raies d' H_2O et de HDO.

Le peroxyde d'hydrogène (H_2O_2) : Cette espèce n'a été détectée que très récemment sur Mars à partir d'observations terrestres à 362 GHz [Clancy 04], [Encrenaz 04]. D'après certains modèles, ce constituant joue un rôle clé dans la photochimie de l'atmosphère martienne (contrôle de H_2 , O_2 et CO), et principalement dans l'oxydation du sol martien, problème bien connu en exobiologie.

Ozone : Les profils d'ozone seront mesurés jusqu'à 70 km d'altitude, simultanément avec la vapeur d'eau. Cela permettra de mieux comprendre la relation entre ces deux espèces.

Le monoxyde de carbone : les variations de cette espèce seront estimées jusqu'à 120 km d'altitude, donnant des indices précieux sur les transports méridionaux dans l'atmosphère de Mars.

La science de surface : l'instrument MAMBO effectuera une cartographie détaillée de l'émission microonde de surface. En effectuant des observations en polarisation verticale et horizontale, sous différents angles d'incidences et à différentes heures locales, il sera possible d'estimer 1) la rugosité de surface, 2) la variation la sensibilité à la profondeur de pénétration donnant des informations sur la nature du sol (dunes de sables, présences de roches carbonées), 3) la variation des caractéristiques de couche de glace de CO_2 , 4) la proportion de glace d'eau dans la sub-surface. Quelques-uns de ces objectifs sont étudiés dans la 3^{ème} partie de ce manuscrit.

I.3) Présentation de l'instrument MAMBO

I.3.1) Choix de la bande de fréquence

La spectroscopie hétérodyne en ondes millimétriques et submillimétriques peut être effectuée sur une gamme de fréquences étendue, typiquement de quelques GHz, jusqu'à pratiquement 1000 GHz. De façon à choisir la meilleure bande spectrale pour MAMBO, certaines fréquences ont été présélectionnées, correspondant aux fréquences des raies rotationnelles du CO. Ces lignes sont réparties tous les 115 GHz, autour de 115 GHz, 230 GHz, 345 GHz, 460 GHz, 575 GHz, etc... . Pour une taille d'antenne donnée, des fréquences élevées permettent d'obtenir un faisceau plus étroit, ce qui améliore la résolution spatiale du sondage aux limbes et permet de cartographier plus précisément le sol martien. Cependant, avec les technologies actuelles en semiconducteurs (voir paragraphe II.1.3), le niveau de bruit augmente linéairement avec la fréquence. Un système est donc deux fois plus bruyant à 600 GHz qu'à

300 GHz. Or la sensibilité du récepteur joue un rôle clé dans la mesure de la vitesse des vents par effet Doppler. Finalement, le compromis idéal a été trouvé dans la bande 320-350 GHz.

Cette bande de fréquences inclut une liste de raies moléculaires choisies pour leur intérêt scientifique :

Raies moléculaires	Fréquence (GHz)
H ₂ O	325,13
O ₃ + H ₂ O ₂	326,94 distantes de 80MHz
¹³ CO	330,588
CO	345,796
Fenêtres de continuum	328,3 et 345,8

Tableau I.1: Liste des raies moléculaires observées et leur fréquence associée.

I.3.2) Description générale de l'instrument

L'instrument MAMBO est constitué de deux récepteurs hétérodynes en ondes submillimétriques fonctionnant à température ambiante. Le télescope de type « Grégorien » est composé d'un réflecteur parabolique principal suivi d'un réflecteur plan incliné à 45°. L'antenne est placée à l'intérieur d'un radôme protecteur avec une ouverture en face du réflecteur parabolique. Le miroir et le radôme tournent autour d'un axe orienté dans la direction de déplacement du satellite. L'observation se fait donc par un balayage croisé du champ-de vue par rapport au sens de déplacement.

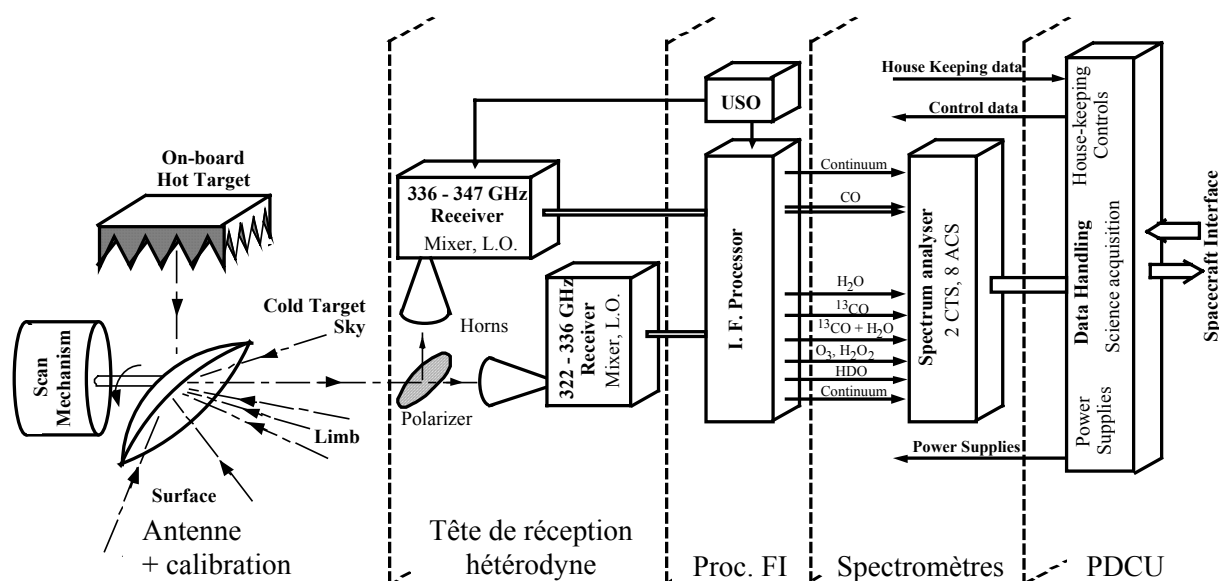


Fig. I.2 : Schéma synoptique de l'instrument MAMBO. Le miroir plan incliné à 45° entre le réflecteur parabolique et la grille de polarisation n'est pas représenté ici.

Deux récepteurs hétérodynes utilisant des mélangeurs subharmoniques à diodes Schottky permettent d'effectuer des observations, respectivement dans la bande 322-336 GHz et 336-347 GHz, l'un en polarisation verticale, l'autre en polarisation horizontale. Un oscillateur ultra-stable (USO) permet de fournir une référence précise au système de verrouillage en phase des oscillateurs locaux. Plusieurs spectromètres auto-corrélateurs (ACS), qui possèdent une largeur de bande allant jusqu'à 2 GHz, permettent d'observer des raies moléculaires dans une bande d'analyse étendue, avec une résolution spectrale allant de 1 à 8 MHz. Enfin, un spectromètre de type Chirp Transform (CTS) est utilisé pour analyser les raies atmosphériques fines avec une résolution spectrale de 100 kHz.

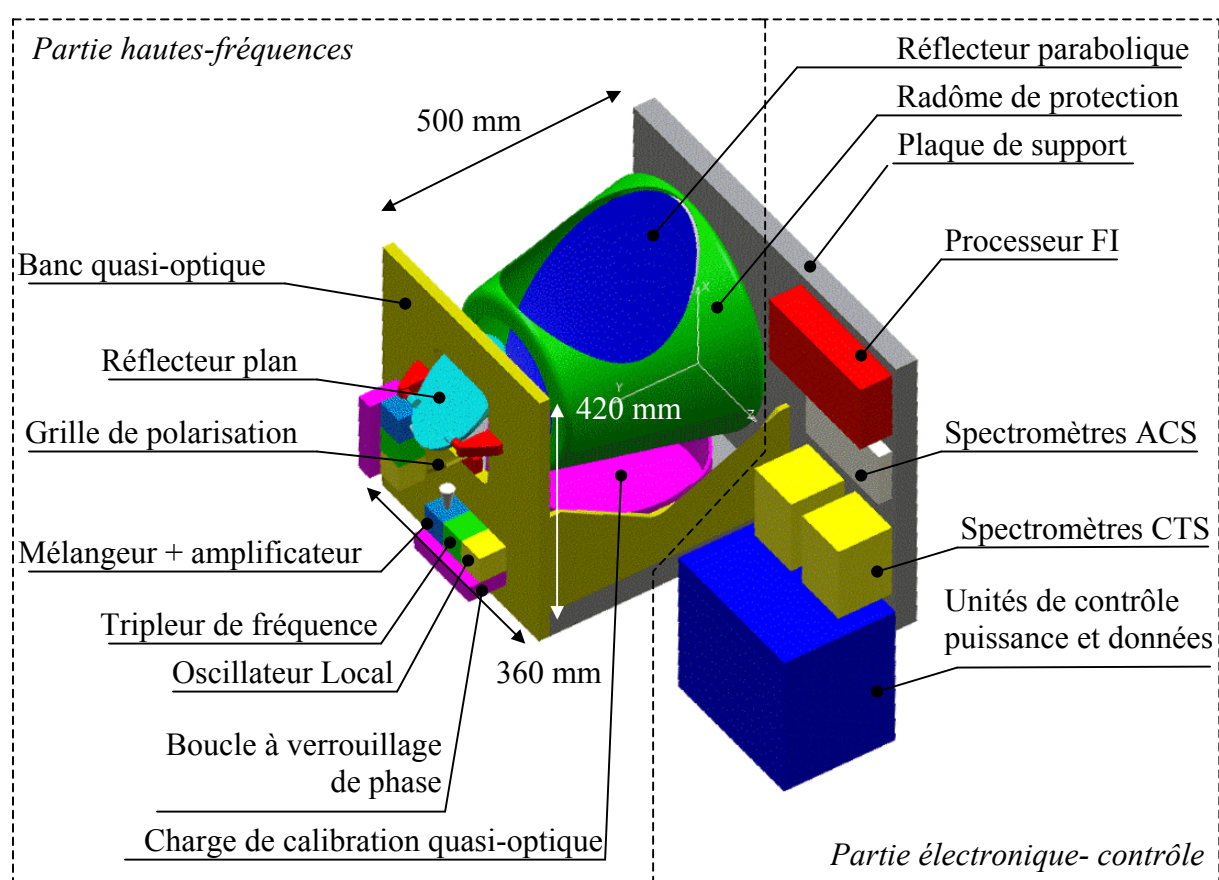


Fig. I.3 : Design préliminaire de l'instrument MAMBO (dessin ASTRIUM). La visée au nadir se fait vers le haut. Les dimensions de la partie « haute fréquences » (antenne+ récepteurs) sont de 420x500x360 mm³.

Les principales caractéristiques de l'instrument sont résumées dans le tableau I.2.

Fréquences d'observation	322-347	GHz
Température de bruit du système (DSB)	1500	K
Résolution spectrale maximale d'un CTS	100	kHz
Largeur de bande d'un CTS	200	MHz
Résolution spectrale minimale d'un ACS	1	MHz
Largeur de bande maximale d'un ACS	2	GHz
Stabilité en fréquence	10^{-8}	
Visée au nadir		
Largeur du faisceau au sol	< 30	km
Précision	5	km
Visée aux limbes		
Diamètre effectif du miroir	> 230	mm
Altitude d'observation	de 0 à 100	km
Résolution en altitude	< 10	km
Précision	2	km
Masse (maximum, marges de 20% incluses)	27,8	kg
Puissance consommée (max, marges incluses)	62,5	W
Débit de données vers la terre	de 350 à 50	Mb/jour
Taille de la partie « hautes fréquences »	420 x 500 x 360	mm ³
Taille de la partie « électronique »	270 x 270 x 270	mm ³

Tableau I.2 : Récapitulatif des spécifications de l'instrument MAMBO.

I.3.3) La tête de réception hétérodyne en ondes submillimétriques

Les récepteurs hétérodynes sont conçus pour observer six raies moléculaires principales dans la bande 322-347 GHz, avec une grande sensibilité. Le système convertit le signal observé dans une gamme de fréquences beaucoup plus basse, typiquement entre 1 et 10 GHz. A ces fréquences, le signal est appliqué à un processeur analogique en FI et traité par un spectromètre. Il a été choisi de séparer la bande basse d'observation 322-336 GHz attribué à un récepteur, et la bande haute 336-347 GHz, attribué à un deuxième récepteur. L'utilisation de deux récepteurs hétérodynes présente plusieurs avantages :

- Afin d'obtenir la meilleure sensibilité possible du récepteur, il est important de limiter la bande FI instantanée. L'utilisation d'un récepteur unique nécessiterait l'emploi d'un amplificateur à faible bruit fonctionnant dans la bande 1-12 GHz. Le facteur de bruit d'un tel amplificateur est beaucoup plus élevé (de l'ordre de 2,2 dB typ.) qu'un amplificateur à faible-bruit fonctionnant dans la bande 1-6 GHz (environ 1,2 dB typ.), suffisant dans la configuration à deux récepteurs hétérodynes.

- Chaque récepteur fonctionnant uniquement dans une seule polarisation (défini par le guide d'onde du mélangeur), il est nécessaire d'utiliser deux récepteurs pour recouvrer l'information sur la surface en observant dans les deux polarisations V/H. Pour cela, une grille de polarisation quasi-optique sépare les deux polarisations en introduisant très peu de pertes (typ. 0,1 dB) au signal observé et couple chacune des polarisations au cornet de chacun des récepteurs.
- La redondance des récepteurs permet de couvrir les cas de panne de l'un d'entre eux. En effet, si l'un des récepteurs est défectueux, les observations faites avec l'autre seront encore scientifiquement très intéressantes. De plus, des récepteurs identiques couvrant tous deux la bande entière de fréquences permettent, en cas de panne d'un des récepteurs, de couvrir également la bande du récepteur défaillant en resynchronisant électroniquement l'oscillateur local de l'autre récepteur si possible.

La tête de réception hétérodyne, représentée sur la figure I.4, est constituée de plusieurs sous-ensembles :

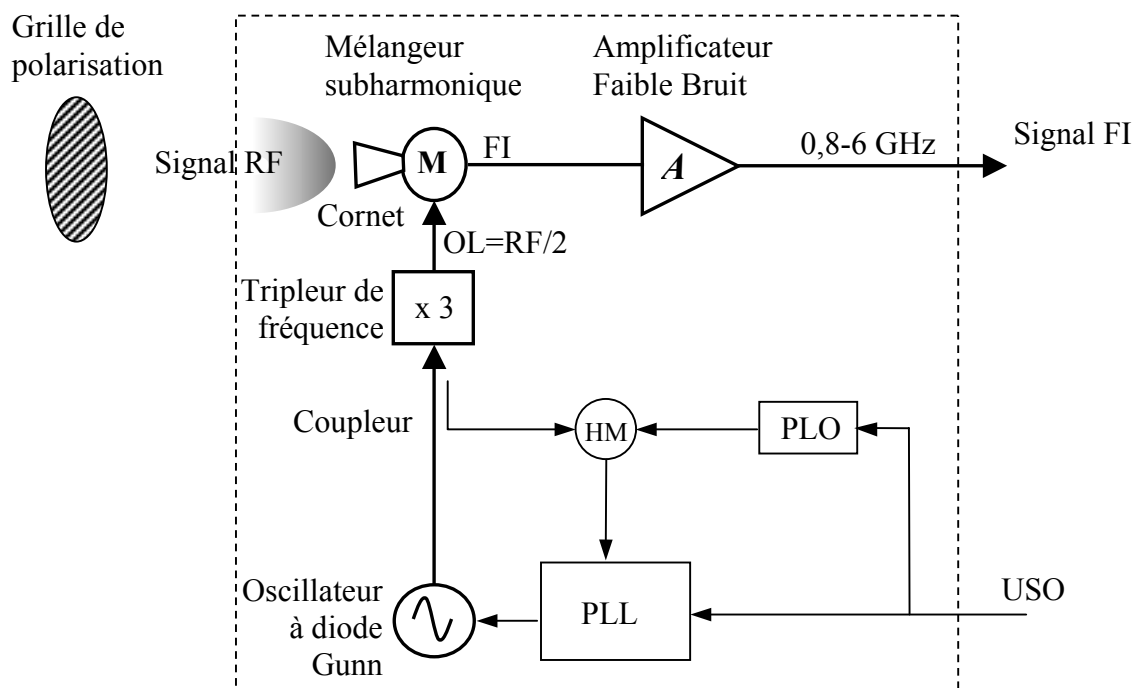


Fig. I.4 : Schéma synoptique de la tête de réception hétérodyne.

1. La grille de polarisation, constituée de fils métalliques suspendus parallèlement, sert à séparer les deux polarisations et à coupler chacune d'entre elles avec chaque récepteur.
2. Les cornets, opérant dans une bande de fréquence de $335 \text{ GHz} \pm 10\%$, sont directement connectés, voire intégrés, aux blocs mélangeurs.
3. Les récepteurs hétérodynes sont constitués de plusieurs éléments clés :
 - Un mélangeur effectue la conversion du signal observé (signal RF) en Fréquence Intermédiaire (FI). Il s'agit d'un mélangeur subharmonique non-accordable utilisant une paire de diodes Schottky planaires en Arséniure de Gallium en configuration anti-parallèle. Cette technologie a démontré par le passé des performances à l'état-de-l'art, et des spécificités qui la rend particulièrement adaptée aux instruments hétérodynes spatiaux dans le domaine submillimétrique (i.e. l'instrument MHS développé par ASTRUM et l'instrument MIRO développé par le JPL-NASA et l'Observatoire de Paris). Les performances attendues du mélangeur sont une température de bruit d'environ 1000 K DSB, et des pertes de conversion de 7 à 8 dB DSB. Une partie majeure de cette thèse est dédiée à l'étude, la conception et la réalisation d'un mélangeur subharmonique pour ce projet.
 - Un amplificateur à faible bruit (LNA en anglais) amplifie le signal transposé en FI venant du mélangeur (gain de 30 dB environ) dans la bande 0,8-6,5 GHz. La contribution de l'amplificateur au bruit du système est relativement faible (facteur de bruit estimé à 1,2 dB).
 - La chaîne d'Oscillateur Local (OL) génère un signal monochromatique stable centré à 168 GHz, avec une puissance de sortie estimée à environ 10 mW, afin de pomper le mélangeur à la moitié de la fréquence RF. Cette chaîne est constituée d'un oscillateur à diode Gunn suivi d'un multiplicateur de fréquence. Ce multiplicateur de fréquence utilise des diodes planaires HBV (Heterostructure Barrier Varactor) en Phosphure d'Indium, développées par l'IEMN, qui permettent de tripler la fréquence du signal avec un rendement en puissance important (de l'ordre de 10 %), sans circuit de polarisation nécessaire. Une revue bibliographique des multiplicateurs de fréquences à base de diodes HBV est fournie en Annexe D. La source Gunn génère un signal monochromatique à 56 GHz avec une puissance de sortie d'environ 100 mW. Elle est verrouillée en phase par un système de boucle à verrouillage de phase (PLL en anglais) sur un Oscillateur Ultra-Stable (USO).

4. L'Oscillateur Ultra-Stable (USO) utilise un oscillateur à quartz encapsulé dans un four stabilisé thermiquement, afin d'atteindre une stabilité de l'ordre de 10^{-8} . Cette stabilité correspond à $1/10^{\text{ème}}$ d'un canal de 100 kHz à la fréquence d'observation 345 GHz, et permet d'effectuer des mesures de vitesses de vent par effet Doppler d'après les observations spectroscopiques.

Un résumé des performances de la tête de réception hétérodyne est présenté au tableau I.3.

Performances	Etat-de-l'art	Objectif	Commentaires
Pertes quasi-optiques (dB)	0,3	0,2	Réflecteur + grille
Facteur de bruit du LNA (dB)	1,3	1,2	Peut être optimisé à 1,2
Temp. De bruit mélangeur DSB (K)	1050	1000	
Pertes de conversion DSB (dB)	7,5	7	Egales en bande haute et basse
Pertes de conversion SSB (dB)	10,5	10	Egales en bande haute et basse
Temp. Bruit du récepteur DSB (K)	1773	1560	Quasi-optique+mélangeur+FI

Tableau I.3 : Résumé des performances de la tête de réception hétérodyne.

La température de bruit du récepteur a été calculée de la manière suivante :

$$T_{\text{rec DSB}} = (L_{\text{QO}} - 1) \cdot T_0 + L_{\text{QO}} \cdot T_{\text{mixer DSB}} + L_{\text{QO}} \cdot L_{\text{mixer DSB}} \cdot T_{\text{FI}} \quad [\text{I.1}]$$

Avec : $T_{\text{rec DSB}}$: la température de bruit du récepteur DSB en K.

L_{QO} : les pertes quasi-optiques en linéaire

$T_{\text{mixer DSB}}$: la température de bruit du mélangeur DSB en K

$L_{\text{mixer DSB}}$: pertes de conversions du mélangeur DSB en linéaire

T_{FI} : température de bruit de l'amplificateur faible bruit en K

T_0 : température ambiante = 293K.

Les pertes de conversions du mélangeur en simple bande SSB sont considérées comme le double des pertes de conversions en double bande DSB :

$$L_{\text{mixer SSB}} (\text{dB}) = L_{\text{mixer DSB}} (\text{dB}) + 3\text{dB} \quad [\text{I.2}]$$

Dans tout le rapport, nous assumerons également que :

$$T_{\text{mixer SSB}} (\text{K}) = 2 \cdot T_{\text{mixer DSB}} (\text{K}) \quad [\text{I.3}]$$

Pour plus détails, se référer à [Kraus 86].

I.3.4) Le design du processeur FI

La conception du processeur FI est déterminée entièrement par la configuration des spectromètres. Le but du processeur FI est d'optimiser la bande à la sortie FI de la tête de réception submillimétrique de façon à répartir le signal de chaque raie à observer vers le spectromètre approprié, en tenant compte de la résolution nécessaire, la fréquence centrale et le niveau de puissance d'entrée de chaque spectromètre. Chaque canal est donc sélectionné par une série de filtres, d'amplificateurs et de mélangeurs FI. Un schéma fonctionnel du processeur FI est représenté sur la figure I.5. Cette architecture a été optimisée afin de réduire la complexité du système, de manière à minimiser les budgets de puissance, de masse et les risques. Un seul oscillateur est utilisé pour les deux mélangeurs FI, rendant le concept simple et de consommation limitée. Les signaux de sortie du processeur FI sont répartis dans une gamme de fréquence allant de 1,3 à 6,2 GHz, en accord avec la bande de fonctionnement des spectromètres.

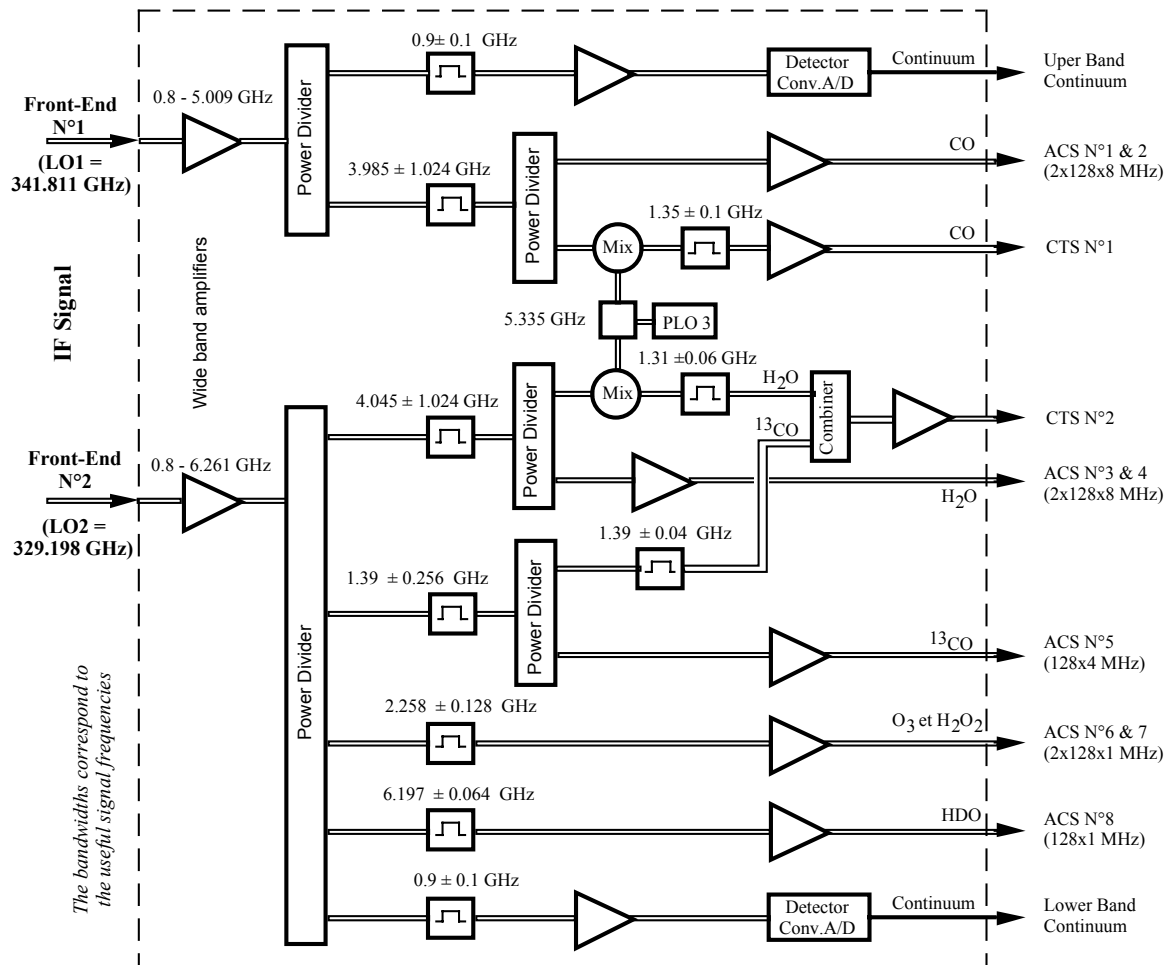


Fig. I.5 : Schéma fonctionnel du processeur FI de l'instrument MAMBO.

Le tableau I.4 résume le bilan général de conversion en fréquence des raies observées par l'instrument.

	Récept. submm		Processeur FI			Spectromètres		
	RF (GHz)	1 ^{ère} LO (GHz)	1 ^{ère} FI (GHz)	2 ^{ème} LO (GHz)	2 ^{ème} FI (GHz)	Type	Bande (MHz)	Résol. (MHz)
CO (CTS)	345,796	341,811	3,985	5,335	1,350	CTS 1	200	0,1
CO (ACS)	345,796		3,985	---	3,985	ACS 1&2	2048	8
Continuum haut	340,911		0,900	---	0,900	Filtre haut	200	200
H ₂ O (ACS)	325,153	329,198	4,045	---	4,045	ACS 3&4	2048	8
H ₂ O (CTS)	325,153		4,045	5,335	1,29	CTS 2	120	0,1
¹³ CO (CTS)	330,588		1,390	---	1,390		80	
¹³ CO (ACS)	330,588		1,390	---	1,390	ACS 5	512	4
HDO	335,395		6,197	---	6,197	ACS 8	128	1
O ₃ + H ₂ O ₂	326,940		2,258	---	2,258	ACS 6&7	256	1
Continuum bas	328,298		0,900	---	0,900	Filtre bas	200	200

Tableau I.4 : Récapitulatif du plan en fréquence de l'instrument MAMBO.

I.3.5) Les spectromètres utilisés

Les spectromètres permettent une analyse spectrale en temps réel du signal issu du processeur FI. Les signaux des raies moléculaires peuvent être observés par deux types de spectromètres :
Un type de spectromètre CTS (Chirp Transform Spectrometer), ayant une résolution spectrale de 100 kHz, dans une bande passante instantanée de ± 100 MHz, autour d'une fréquence centrale 1,35 MHz.

Un type de spectromètre ACS (Auto Correlator Spectrometer), pouvant être optimisé pour différentes bandes passantes et sensibilités. Ces spectromètres à large-bande possèdent 128 canaux chacun, dans des bandes passantes définies entre 128 MHz, 512 MHz et 1024 MHz. La fréquence centrale est déterminée par un étage interne de conversion en fréquence et peut être fixée entre 1,35 GHz et 6,5 GHz.

L'allocation des spectromètres aux différentes raies moléculaires observées est présentée au tableau I.4. La figure I.6 montre une illustration de la couverture des raies de O₃ et H₂O₂ (figure de gauche) et de CO (figure de droite) par les spectromètres qui leurs sont attribués.

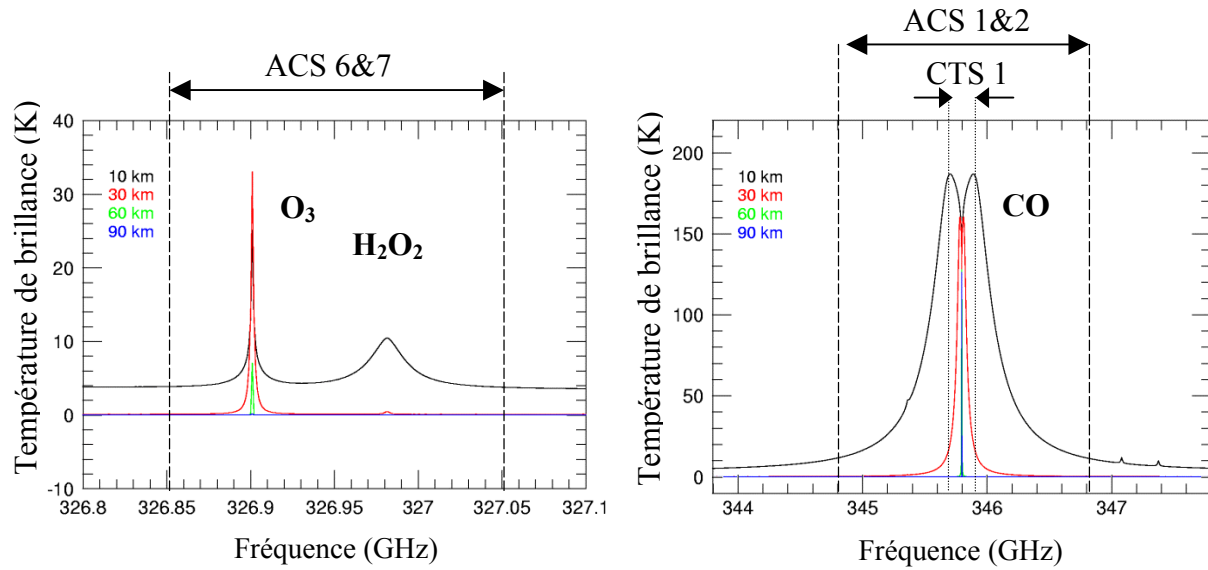


Fig. I.6 : Simulation des raies moléculaires suivant l'altitude de sondage avec la couverture spectrale des spectromètres une fois le signal converti en FI.

Le développement de l'instrument MAMBO s'est malheureusement arrêté en fin de phase de définition (fin de phase A). Bien que l'instrument n'ait pas été construit, le développement d'un prototype de la tête de réception hétérodyne a été initié, en collaboration avec la société ASTRUM. L'objectif était de démontrer la faisabilité du mélangeur avec les spécifications énoncées dans la RAO (Réponse à Appel d'Offre).

Les chapitres II, III et IV présentent le travail de conception, modélisation numérique et réalisation d'un mélangeur subharmonique, effectué pendant cette thèse. Ces recherches doivent répondre d'une part aux spécifications de l'instrument MAMBO, et d'autre part doivent servir à développer des concepts novateurs de mélangeurs dans la perspective de futurs instruments hétérodynes fonctionnant à des fréquences plus élevées, avec une bande passante plus large, tout ayant une architecture plus simple et moins coûteuse en temps d'assemblage et de réglage.

II) Fonctionnement d'un mélangeur subharmonique

Ce chapitre est consacré à l'étude de la diode Schottky utilisée comme élément de mélange dans le mélangeur subharmonique, ainsi qu'à l'introduction des outils de simulations utilisés pour modéliser numériquement le comportement du mélangeur. Dans un premier paragraphe, le principe de fonctionnement de la barrière Schottky est présenté, ainsi que les équations et les caractéristiques qui définissent son comportement électrique dans les simulations numériques ultérieures. Dans le deuxième paragraphe, un mélangeur subharmonique idéal utilisant une paire de diodes Schottky en configuration anti-parallèle est simulé numériquement. Ses performances sont estimées à l'aide d'un logiciel de simulation de circuits non-linéaires. Le modèle de diode Schottky est ensuite linéarisé autour de son point de fonctionnement optimal. Dans le troisième paragraphe, la structure planaire de la diode Schottky fabriquée par l'Université de Virginie (USA) est analysée numériquement afin de quantifier les éléments parasites qu'elle introduit dans le circuit du mélangeur, à l'aide d'un logiciel de simulations électromagnétiques tridimensionnel (3D).

Avant cela, il est important de faire une parenthèse biographique sur l'inventeur de la diode, la barrière et l'effet Schottky, dont la vie et les recherches sont intimement liées aux thèmes abordés dans ce rapport.

Walter Schottky (1886-1976)

Walter Schottky est né à Zurich (Suisse) le 23 Juillet 1886, mais il passa sa vie en Allemagne. Après des débuts en relativité générale avec l'obtention d'une thèse sous la direction de Max Planck en 1912 à Berlin, il préféra s'orienter vers l'interaction des électrons et des ions dans le vide et les solides, sous la direction de Max Wien à Iéna (Allemagne).



Fig. II.0 : Portrait de Walter Schottky (1886-1976)

Durant toute sa carrière, il poursuivit ses recherches entre l'université et l'industrie (Siemens). Ses deux principaux thèmes de recherches sont l'électronique du vide, et l'électronique des semi-conducteurs qu'il débuta en 1929.

Durant les premières années de recherches à Iéna à partir de 1913, ses travaux remarquables sur les tubes à vide furent éclipsés par ses découvertes sur les deux grandes classes de bruit dans les composants électroniques : le bruit thermique et le bruit Shot. Dans une publication de 1918, Walter Schottky répondait déjà à certaines questions majeures concernant la prédiction des performances idéales d'amplificateurs à valves, en analysant la présence de deux sources de bruit. Certaines de ces réponses ne seraient données que bien des années plus tard (dans les années 1920) par J.B. Johnson et H. Nyquist qui travaillaient alors au *Bell Laboratories* (USA).

On peut cependant noter deux découvertes majeures en marge de ses thèmes de recherches principaux : l'invention du microphone avec Erwin Gerlach en 1924 et la découverte du principe de récepteur superhétérodyne avec amplification FI en 1918 (découverte faite indépendamment par Edwin Armstrong qui en est habituellement crédité).

La deuxième grande étape de sa vie professionnelle fut son travail sur les semiconducteurs. Après avoir travaillé sur la théorie thermodynamique de solides comprenant des impuretés, il élaborait en 1938 une théorie expliquant le redressement d'un contact métal-semiconducteur par la dépendance d'une couche barrière entre les deux matériaux. Les diodes fabriquées selon cette théorie seront appelées plus tard diodes à barrière Schottky. Plusieurs autres découvertes et inventions (dont l'effet Schottky) jusqu'à sa retraite en 1958 révolutionnèrent la construction des semiconducteurs. Il passa le reste de sa vie à Pretzfeld où il mourut en 1976. Deux ans auparavant, son ancien employeur Siemens avait commencé la commercialisation des diodes Schottky pour les usages micro-ondes.

II.1) Le principe de fonctionnement de la diode Schottky

Les équations décrites dans le paragraphe suivant sont celles utilisées par la suite dans les simulations numériques pour définir le comportement électrique de la diode Schottky.

II.1.1) Le modèle physique de la diode Schottky

Le but de ce paragraphe est de décrire les principes de fonctionnement de la diode Schottky afin de poser les bases physiques des équations électriques qui sont utilisées dans les simulations numériques faites par la suite avec un modèle de diode Schottky. Une description beaucoup plus précise de la physique du semiconducteur se trouve dans [Sze 81]. La plupart des équations données ici sont tirées de [Pouvil 94] et [Crowe 87].

Le fonctionnement de la diode Schottky repose sur le contact Schottky, défini comme une hétérojonction métal - semiconducteur. Le contact entre le métal et le semiconducteur crée une barrière de potentiel due à l'alignement des niveaux de Fermi de chacun des matériaux. A l'équilibre thermodynamique, cette barrière de potentiel crée un champ électrique à l'interface qui favorise le déplacement d'électrons du semiconducteur vers le métal. Une zone désertée en électrons (ou Zone de Charge d'Espace - ZCE) se crée alors principalement dans le semiconducteur (Voir figure II.1), freinant le déplacement des électrons jusqu'à l'établissement d'un équilibre.

Plusieurs types de matériaux III-V peuvent être utilisés comme semiconducteurs pour réaliser la barrière Schottky. Ces matériaux sont principalement l'Arséniure de Gallium ou l'InGaAs sur InP. Les barrières Schottky réalisées en InGaAs sur InP ont la propriété intéressante de posséder une hauteur de barrière de potentiel plus faible [Bhaskar 92], [Podevin 01] que celles réalisées en Arséniure de Gallium. Les mélangeurs utilisant ces diodes nécessitent donc une puissance de pompe OL plus faible. Elles présentent cependant des performances en mélange sensiblement moins bonnes que des diodes en Arséniure de Gallium [Hesler 04]. C'est pour cette raison que la plupart des diodes ont été fabriquées jusqu'à présent en Arséniure de Gallium pour des applications inférieures à 600 GHz.

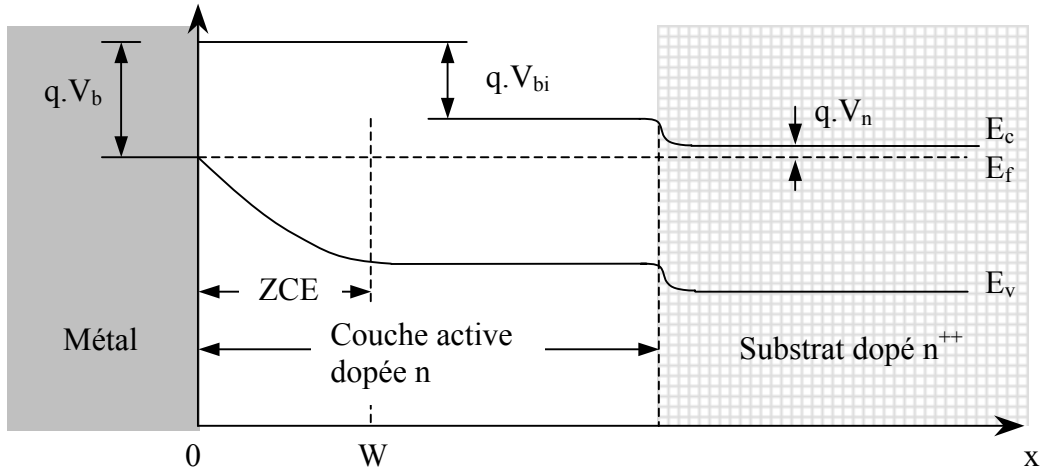


Fig. II.1 : Schéma de la barrière de potentiel ou barrière Schottky, à polarisation nulle.

La barrière de potentiel vue du métal V_b est donnée par la relation :

$$V_b = V_{bi} + V_n \quad [\text{II.1}]$$

Avec V_{bi} la barrière de potentiel vue du semi-conducteur (*built-in potential* en anglais) et V_n la tension correspondant à la différence de potentiel entre le bord de la bande de conduction (E_c dans la figure II.1) et le niveau de Fermi du conducteur dans la zone non déplétée (E_f dans la figure II.1). La valeur de V_n est donnée dans [Crowe 87] par la relation :

$$V_n = \frac{k_B \cdot T_0}{q} \cdot F_{\frac{1}{2}}^{-1} \left\{ \frac{N_{epi} \cdot \sqrt{\pi}}{2 \cdot N_p} \right\} \quad [\text{II.2}]$$

où : k_B la constante de Boltzmann,

q la charge d'un électron,

T_0 la température physique de la jonction $\approx 300\text{K}$,

$F_{\frac{1}{2}}^{-1}$ représente l'inverse de la fonction de Fermi à l'ordre moitié [Sze 81],

N_{epi} la concentration de dopage dans la zone épitaxiée, $N_{epi} = 2 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$

N_p la concentration de porteurs dans le substrat fortement dopé $N_p = 2 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$

Lorsqu'une tension croissante V_d est appliquée à la diode, le potentiel s'opposant au passage des électrons diminue jusqu'à ce qu'il s'annule. La Zone de Charge d'Espace (ZCE) disparaît alors et un courant peut circuler entre l'anode et la cathode. En polarisation directe, la largeur de la ZCE est donnée par la relation :

$$W(V_d) = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_{epi} \cdot (V_{bi} - V_d)}{q \cdot N_{epi}}} \quad [\text{II.3}]$$

ϵ_{epi} est la constante diélectrique de la zone épitaxiée, ici de l'Arséniure de Gallium $\epsilon_{epi}=13$. ϵ_0 Le paragraphe suivant donne une description du modèle électrique de la barrière Schottky.

II.1.2) Le modèle électrique de la diode Schottky

Un modèle électrique équivalent de cette barrière Schottky est représenté à la figure II.2.

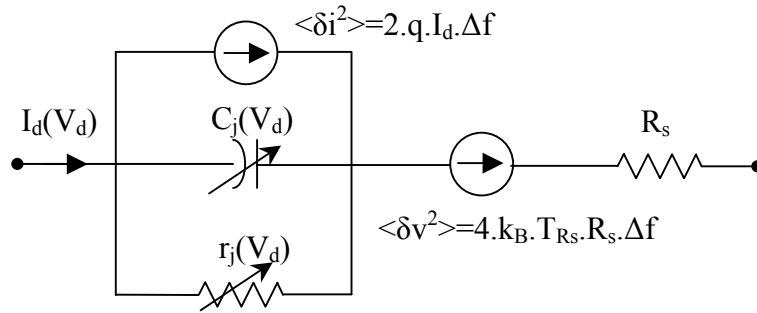


Fig. II.2 : Schéma électrique équivalent de la diode Schottky. La diode est polarisée avec une tension V_d . Les sources de bruits représentées sont explicitées au paragraphe II.2.3.

L'expression du courant traversant la jonction en fonction de la tension de polarisation peut s'exprimer comme suit :

$$I_d(V_d) = I_{sat} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V_d}{\eta \cdot k_B \cdot T_0}} - 1 \right) \quad \text{pour } -0,33 \text{ V} < V_d < 1,26 \text{ V} \quad [\text{II.4}]$$

où η est le facteur d'idéalité de la diode.

Le domaine de validité de cette expression est lié au modèle de diode Schottky implémenté dans le logiciel ADS (Ansoft). Pour plus de détails concernant les valeurs numériques données dans l'équation [II.4] et les autres domaines de validité, se référer à [ADS 02].

Sans aucune polarisation, la jonction se comporte comme une capacité C_{jo} dont la valeur est donnée par la relation :

$$C_{jo} = A \cdot \left(\frac{q \cdot N_{epi} \cdot \epsilon_{epi}}{2 \cdot V_{bi}} \right)^\gamma \quad [\text{II.5}]$$

avec : $\gamma = 0,5$ dans le cas d'une jonction abrupte, et A est la surface de la jonction.

D'après le modèle implémenté dans le logiciel ADS, la capacité de barrière C_j varie de manière non-linéaire en fonction de la tension de polarisation, de la façon suivante :

$$C_j(V_d) = \frac{C_{jo}}{\left(1 - \frac{V_d}{V_{bi}}\right)^\gamma} \text{ pour } V_d < V_{bi}/2 \quad [\text{II.6}]$$

$$C_j(V_d) = \sqrt{2} \cdot C_{jo} \left(0,5 + \frac{V_d}{V_{bi}}\right) \text{ pour } V_d > V_{bi}/2 \quad [\text{II.7}]$$

Un autre modèle développé par [Hjelmgren 90], et implémenté par [Siegel 91], décrit différemment le comportement de C_j par les équations de *drift-diffusion*. Ce modèle, qui permet de considérer le fonctionnement de la diode à différentes températures physiques, n'a pas été implémenté dans le cadre de cette étude.

Aux longueurs d'ondes submillimétriques, [Louhi 95] a démontré que l'expression de la capacité non-linéaire peut être complétée d'un terme correctif permettant de prendre en compte certains effets de bords de la jonction Schottky. La capacité non-linéaire peut alors s'exprimer sous la forme :

$$C_j(V_d) = \frac{\varepsilon \cdot A}{W(V_d)} \cdot \gamma_c \quad [\text{II.8}]$$

avec γ_c le terme correctif ajouté. Il dépend du rapport entre le rayon de l'anode et la largeur de la zone déplétée. Dans le cas présent, ce rapport $R_{\text{anode}}/W(0) \approx 7$ au minimum, quand $V_d=0$. Le terme correctif γ_c est donc proche de 1, et la capacité non-linéaire n'est donc pas affectée de manière significative par les effets de bords, comme il est remarqué dans [Bruston 97].

La conductance non-linéaire se déduit directement de l'expression du courant :

$$G_j(I_d) = \frac{1}{r_j} = \frac{\partial I_d}{\partial V_d} = \frac{k_B \cdot T_0 \cdot \eta}{q \cdot I_d} \quad [\text{II.9}]$$

La résistance série R_s (voir figure II.2) représente les pertes résistives sur le chemin du courant entre l'anode et le contact ohmique. Cependant, certains phénomènes apparaissant aux longueurs submillimétriques se modélisent par l'introduction d'une composante complexe à la résistance série. L'impédance série complexe résultante Z_s , comme elle est décrite dans [Hesler 96], peut être déterminée par la relation suivante :

$$Z_s = R_{\text{epi}} + R_{\text{ohmic}} + Z_{\text{spread}} + Z_{\text{skin}} + R_{\text{sheet}} \quad [\text{II.10}]$$

où: R_{epi} est la résistance causée par le passage du courant à travers la zone épitaxiée,
 R_{ohmic} est la résistance du contact ohmique,

Z_{spread} est l'impédance de diffusion n/n^{++} due à l'expansion du courant dans la couche n^{++} après qu'il soit passé par une anode de petite taille,

Z_{skin} est l'impédance de l'effet de peau,

R_{sheet} est la résistance due au passage du courant dans la couche fortement dopée n^{+} .

L'évaluation de ces différentes contributions à l'impédance globale montre cependant qu'il faut renormaliser l'impédance DC de la jonction par rapport à la résistance série mesurée [Hesler 96]. De ce fait, la partie imaginaire de l'impédance série est faible même aux longueurs d'ondes submillimétriques (3 Ω à 600 GHz). De plus, la partie réelle de l'impédance série augmente de 2 Ω entre la valeur DC et la valeur à 600 GHz, mais reste équivalente au bruit de mesure DC [Crowe 02]. En conséquence, la résistance série R_s mesurée en DC est prise comme valeur d'impédance Z_s à toutes les fréquences dans les futures simulations.

II.1.3) L'implantation physique de la barrière en technologie planaire

La diode Schottky peut être fabriquée suivant plusieurs types d'architectures. Chacun d'entre eux présente des avantages et des inconvénients qui vont déterminer leur convenance pour les applications de mélange et de multiplication en fréquence dans le domaine submillimétrique. En effet, les éléments parasites introduits par la structure de la diode en parallèle de la jonction Schottky influent significativement sur les performances et la fréquence d'opération des systèmes. De plus, les instruments spatiaux nécessitent une qualité et une reproductibilité de fabrication qui varient grandement en fonction du type de structure employé.

Historiquement, les 1^{ers} mélangeurs à diodes Schottky fonctionnant dans le domaine millimétrique et submillimétrique ont utilisé des diodes en « nid d'abeilles » contactées par une pointe métallique appelée « moustache » (ou *Whisker* en anglais). Cette technologie, bien que permettant d'obtenir d'excellentes performances dans le domaine submillimétrique [Zimmermann 92] grâce à de très faibles capacités parasites en parallèle de la jonction, souffre cependant de plusieurs défauts majeurs : la fiabilité de ce type de contact dépend principalement du savoir-faire du technicien qui monte la diode, ce qui limite de façon drastique la reproductibilité de fabrication indispensable dans le cadre de projets spatiaux. Ces incertitudes de montages sont très difficiles à modéliser précisément. De plus, la complexité de montage rend certaines configurations impliquant plusieurs diodes (comme c'est le cas

pour les mélangeurs subharmoniques) extrêmement difficile à réaliser [Vogel 93]. Pour ces raisons, d'autres architectures de diodes Schottky ont été développées.

La technologie planaire a été développée depuis une vingtaine d'année pour pallier à la plupart des défauts précédemment énoncés. Le principe de fabrication d'une diode Schottky planaire est d'intégrer sur un même substrat l'anode métallique de contact avec la partie de la barrière composée d'une couche semi-conductrice épitaxiée dopée n, la couche fortement dopée n^{++} , et la cathode métallique. La procédure de fabrication de la diode est réalisée entièrement par photolithographie, ce qui améliore considérablement sa reproductibilité. Il existe deux principaux types de diodes Schottky planaires : les diodes quasi-verticales, et les diodes à canal de surface.

En Europe, l'Université Technique de Darmstadt (TUD) a développé depuis une dizaine d'années un processus de fabrication de diodes Schottky quasi-verticales. Cette architecture reprend le fonctionnement des diodes en nid d'abeille, en intégrant le *Whisker* dans le circuit planaire [Zhang 97]. Bien que cette technologie soit très prometteuse, la forte capacité parasite introduite par cette structure limite encore les performances des mélangeurs subharmoniques utilisant ces composants [Lin 99].

La technologie planaire la plus mature à ce jour est réalisée aux USA conjointement par le JPL (NASA) et l'Université de Virginie (UVa). Elle est également développée en Europe depuis plusieurs années à l'IEMN (Lille), et l'Université de Bath (Angleterre). Il s'agit de diodes Schottky planaires à canal de surface, comme illustré à la figure II.3. Les capacités parasites introduites par cette architecture sont certes plus importantes qu'une architecture à *Whisker*, mais restent suffisamment faibles pour pouvoir développer des mélangeurs sensibles jusqu'à 2,5 THz [Siegel 99]. D'une manière générale, les meilleures performances atteintes en mélange subharmonique et en multiplication de fréquences jusqu'au domaine THz ont été obtenues jusqu'à maintenant avec des diodes planaires à canal de surface. C'est pour cette raison que les diodes planaires fabriquées à l'Université de Virginie (UVa) ont été choisies pour la réalisation d'un mélangeur subharmonique dans le cadre de cette étude.

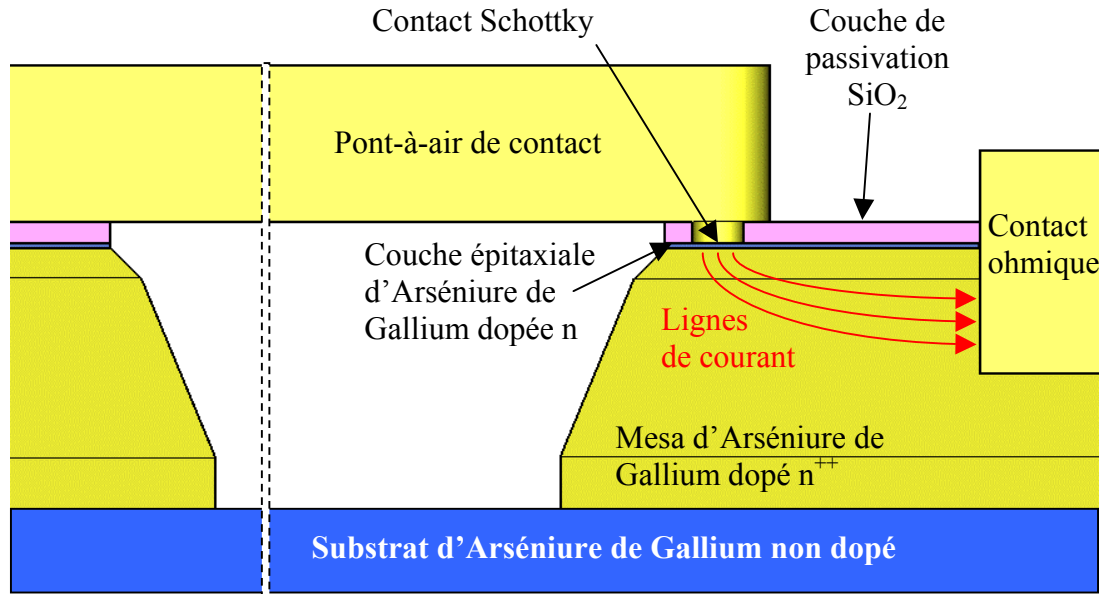


Fig. II.3 : Schéma d'une diode Schottky à canal de surface en technologie planaire.

II.1.4) Les paramètres de diode utilisés

Les valeurs fournies par le fondeur (UVA) pour le modèle de diode SD1T7-D20 sont :

- la valeur de la capacité totale $C_{\text{total}} = 6,5 \text{ fF}$ mesurée à 10 MHz,
- une valeur de capacité de jonction à polarisation nulle estimée à $C_{jo} = 1,3 \text{ fF}$,
- la valeur du facteur d'idéalité $\eta = 1,3$
- la valeur de la résistance série $R_s = 11-15 \text{ } \Omega$ suivant les composants, mesurée en DC,
- la valeur du courant de saturation qui est donnée dans [Hesler 99] $I_{\text{sat}} = 2.10^{-16} \text{ A}$.

A partir de la capacité C_{jo} estimée, il est possible, d'après l'équation [II.5], de calculer la valeur théorique de la barrière de potentiel vue du semi-conducteur : $V_{bi} = 0,67 \text{ V}$. On peut également essayer de calculer cette valeur en utilisant la relation [II.1]. En effet, d'après [Pouvil 94], une valeur caractéristique de la barrière de potentiel V_b vue du métal quelque soit le métal utilisé est : $V_b = 2.E_g/3 = 0,95 \text{ V}$ avec E_g l'énergie de gap ($E_g = 1,43 \text{ eV}$ pour l'Arséniure de Gallium). De plus, d'après l'équation [II.2], on peut déterminer : $V_n = 36,7 \text{ mV}$. Finalement, la valeur de la barrière de potentiel est égale à : $V_{bi} = 0,913 \text{ V}$.

La valeur de V_{bi} semble donc relativement difficile à calculer analytiquement avec précision. En effet, un modèle fondé sur des principes physiques mais décrivant une barrière théorique omet de prendre en considération les imperfections de contact au niveau de la jonction métal -

semi-conducteur qui peut exister dans une barrière Schottky réelle. De plus, le métal utilisé est souvent un alliage plutôt qu'un métal pur, et donc beaucoup plus complexe à prendre en compte avec exactitude dans un modèle physique. Finalement, la valeur de $V_{bi} = 0,73$ V a été choisie comme paramètre pour les simulations, en accord avec le fondeur (UVa). Le tableau II.1 présente un récapitulatif des caractéristiques d'une jonction Schottky telles qu'elles sont introduites dans le logiciel de simulation numérique ADS.

Caractéristiques de diode	SD1T7-D20
R_s (Ω)	11-15
C_{jo} (fF)	1,3
η	1,3
V_{bi} (V)	0,73
I_{sat} (A)	2.10^{-16}

Tableau II.1 : Résumé des caractéristiques électriques du modèle électrique des diodes SD1T7-D20 de l'Université de Virginie.

II.2) La simulation d'un mélangeur idéal utilisant une paire de diodes Schottky anti-parallèle

Dans ce paragraphe, nous allons décrire le comportement théorique d'un mélangeur subharmonique utilisant une paire de diodes Schottky dont les caractéristiques électriques sont données dans le tableau II.1.

II.2.1) Le principe du mélange subharmonique – avantages & inconvénients

Lors de la dernière décennie, l'utilisation des mélangeurs subharmoniques s'est imposée comme une solution particulièrement adaptée aux instruments hétérodynes en ondes millimétriques et submillimétriques embarqués sur satellites, mais aussi dans des systèmes terrestres. En effet, depuis l'avènement de la technologie planaire, ce type de mélangeur présente un grand nombre d'avantages par rapport aux mélangeurs fondamentaux, ce qui justifie souvent son choix, même au détriment de la sensibilité du récepteur. Les principaux avantages sont une fréquence d'OL nécessaire égale à la moitié de la fréquence RF, une bande passante plus large en RF et une adaptation plus large bande en FI, etc....

Le principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients du mélangeur subharmonique sont présentés ici brièvement. Un seul type d'architecture comprenant une paire de diodes Schottky en configuration anti-parallèle est traité dans le cadre de cette étude.

Cependant d'autres configurations existent [Kollberg 84]. C'est en effet cette configuration qui a été choisie pour concevoir le mélangeur large bande.

Le schéma de principe d'un mélangeur subharmonique à diodes Schottky en configuration anti-parallèle est présenté sur la figure II.4:

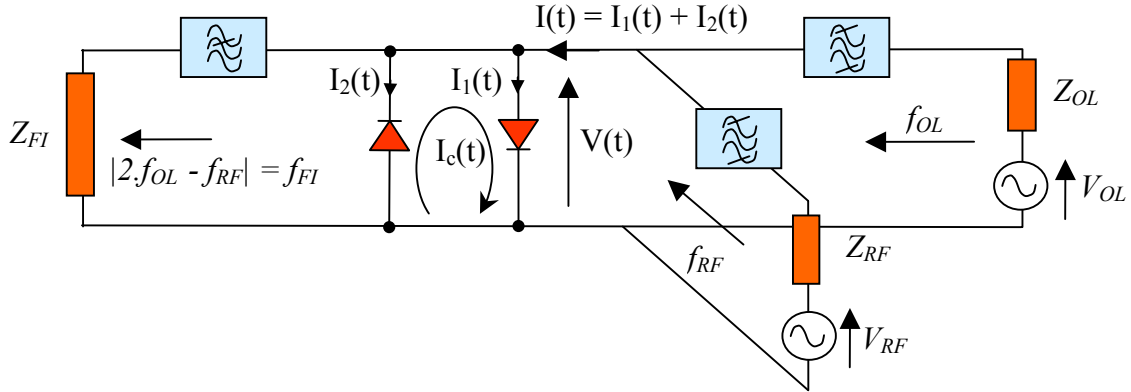


Fig. II.4 : Schéma de principe d'un mélangeur subharmonique comprenant une paire de diodes Schottky en configuration anti-parallèle.

Si l'on applique un signal dont la tension a une forme d'onde $V(t) = V_{OL} \cdot \sin(\omega_{OL} \cdot t) + V_{RF} \cdot \sin(\omega_{RF} \cdot t)$ à un mélangeur conventionnel à simple diode, le courant de la diode $I(t)$ contient toutes les composantes harmoniques $m \cdot f_{OL} \pm n \cdot f_{RF}$ (m et n étant des entiers positifs). Dans le cas d'une paire de diodes anti-parallèle (voir figure II.4), le même courant total $I(t)$ ne contient que les harmoniques dont la somme $m+n$ est impaire, ce qui caractérise un mélangeur subharmonique. Les courants harmoniques d'ordre pair (dont la somme $m+n$ est paire), comprenant le produit de mélange fondamental $f_{OL} \pm f_{RF}$ et le courant DC, sont confinés dans la boucle. Il est ainsi montré [Cohn 75] que le courant de boucle $I_c(t)$ ne contient que des composantes harmoniques d'ordre pair. Ce courant de boucle $I_c(t)$ peut s'écrire sous la forme : $I_c(t) = (I_2(t) - I_1(t))/2$.

Le premier avantage lié à cette configuration réside donc dans la possibilité de faire un mélange en utilisant un signal OL de fréquence moitié par rapport à la fréquence RF. En effet, en sortie de la paire de diode, on sélectionne par filtrage le 1^{er} produit d'intermodulation $2f_{OL} \pm f_{RF}$, le produit $f_{OL} \pm f_{RF}$ ne sortant pas de la boucle.

Les principaux avantages sont :

- la possibilité d'utiliser un OL dont la fréquence est moitié de celle du signal RF,
- une injection par guides séparés de ces deux signaux dans le mélangeur (voir chapitres suivants). L'utilisation d'un système d'injection quasi-optique des signaux OL et RF réputée à faible bande et introduisant des pertes est donc évitée. Le mélangeur subharmonique peut donc fonctionner sur une plus large bande,
- la suppression du bruit généré par les bandes latérales du signal OL,
- enfin, une adaptation à plus large bande en FI à l'étage d'amplification à faible bruit. En effet, l'impédance d'une paire de diodes anti-parallèles en FI est censée être plus proche de $50\ \Omega$ que celle d'une simple diode.

Il y a cependant quelques inconvénients dont il faut tenir compte :

- La puissance du signal OL doit être plus importante car il est nécessaire de pomper deux diodes Schottky au lieu d'une. On peut noter que, suivant les choix de topologie des diodes effectués [Lee 94], il est possible de polariser chaque diode afin de réduire la puissance de pompe nécessaire. Cette configuration est cependant très délicate à mettre en œuvre, en particulier la séparation des polarisations des diodes. Une des solutions au problème de puissance d'OL consiste à employer de l'InGaAs/InP comme semiconducteur, afin de réduire la hauteur de barrière de la jonction Schottky et donc la puissance d'OL nécessaire à son pompage [Podevin 01], [Hesler 04].
- La présence de deux diodes implique que le bruit généré par ces diodes est doublé. De plus, une plus forte puissance de pompe contribue à augmenter le bruit généré par ces diodes. Ce point est traité en détail au paragraphe II.2.3.

II.2.2) La simulation non-linéaire du circuit par la méthode de l'Equilibrage Harmonique

Le simulateur non-linéaire d'ADS [ADS 02] permet de déterminer les performances théoriques d'un mélangeur subharmonique utilisant une paire de diodes Schottky dont les caractéristiques sont décrites précédemment. Ce simulateur utilise un code d'Equilibrage Harmonique (*Harmonic Balance*) afin de calculer les pertes de conversion et la température de bruit du mélangeur. Le principe, décrit par [Kerr-1 79] dans le cas des mélangeurs subharmoniques, est utilisé dans l'étude de beaucoup de circuits comprenant des éléments non-linéaires.

La figure II.5 donne un schéma du circuit électrique du mélangeur subharmonique implanté dans le simulateur ADS.

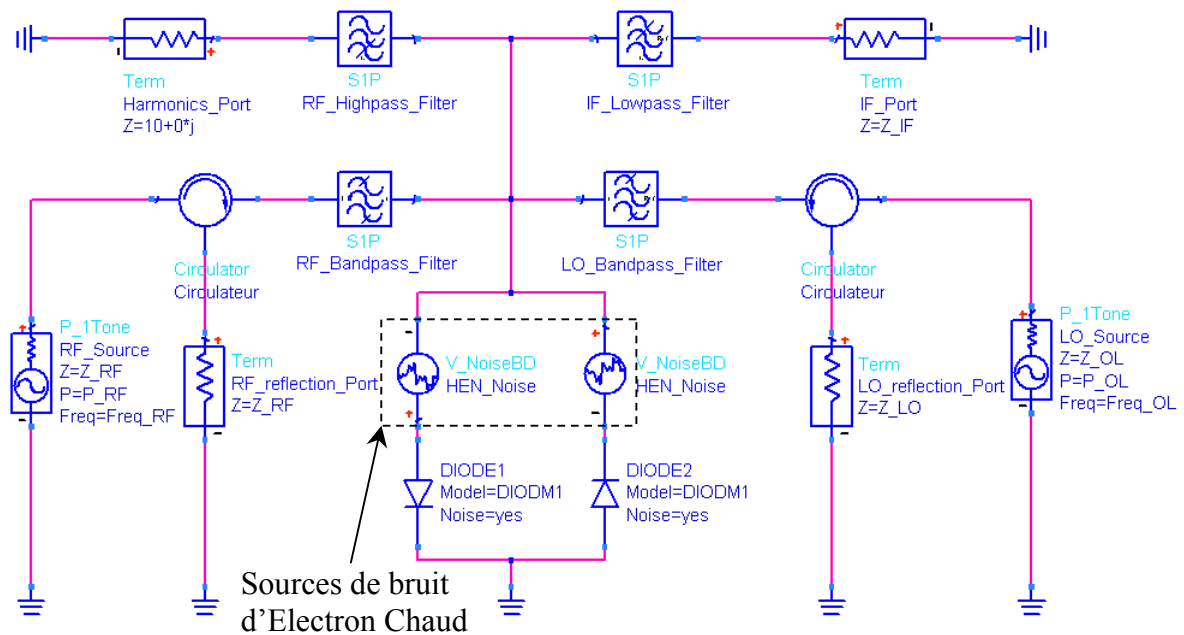


Fig. II.5 : Schéma d'implantation sous ADS du mélangeur harmonique idéal. Les paramètres de la diode sont intégrés dans le modèle ADS non-linéaire. Les filtres sont idéaux. Des circulateurs idéaux permettent de quantifier de TOS aux niveaux des ports RF et OL. Enfin, des sources de bruit sont ajoutées en série avec les diodes pour modéliser la contribution du bruit d'électron chaud qui n'est pas inclus dans le modèle ADS de diode Schottky.

Le code d'Equilibrage Harmonique permet de déterminer les courants et tensions produits par chaque diode aux fréquences harmoniques de l'OL et aux fréquences des bandes latérales résultant des produits d'intermodulation du signal RF. Il est conseillé dans [Kerr-2 79] de définir le signal de pompe par une série de Fourier comprenant au moins 8 termes harmoniques, afin de ne pas faire d'erreur de troncature trop importante dans le domaine temporel et de résoudre les problèmes de convergence de l'algorithme. Nous avons choisi 9 termes pour le signal OL et 3 pour le signal RF. Au terme de la simulation, les courants et tensions aux différents produits harmoniques générés par les diodes sont mesurés aux bornes des diodes et de la charge FI. Les harmoniques d'ordre supérieur à $2.f_{OL}$ sont chargées par une impédance de $10+0.j$. Cette valeur est proche de l'impédance des ports coaxiaux branchés au niveau des anodes pour les simulations de l'environnement EM des diodes décrite dans le paragraphe II.3.1. De plus, le circuit du mélangeur n'est pas simulé aux fréquences supérieures à $2.f_{OL}$. L'énergie du signal à ces harmoniques étant relativement faible, une erreur sur la valeur de cette impédance de charge n'a pas d'incidence significative sur les performances [Hesler 96].

Les pertes de conversion SSB sont calculées comme le rapport entre la puissance émise par la source RF et la puissance délivrée à la charge en FI.

$$L_{SSB} = \frac{P_{RF}}{P_{FI}} \quad [\text{II.11}]$$

La température de bruit du mélangeur, mesurée au niveau de la charge FI, est calculée par le logiciel à partir du modèle de bruit « classique » des diodes Schottky [Kerr-1 79]. Ce modèle donne une estimation satisfaisante « au premier ordre » du bruit généré par les diodes aux longueurs d'ondes millimétriques. Aux longueurs d'ondes submillimétriques, il est nécessaire d'ajouter une source de bruit en série avec les diodes afin de modéliser le bruit d'électron chaud, apparaissant dans leur résistance série.

II.2.3) Le modèle de bruit de la diode Schottky

Aux longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques, trois sources de bruit provenant de la diode Schottky contribuent de façon significative à la température du mélangeur :

- le bruit shot qui est généré dans la jonction Schottky,
- le bruit thermique, qui est généré dans la résistance série de la diode,
- le bruit d'électron chaud, qui vient s'ajouter au bruit thermique sous de fortes densités de courant traversant la diode.

Le bruit de *flicker* (source de type 1/f) est considéré comme négligeable à ces fréquences.

Le modèle standard de diode Schottky implanté dans ADS permet de prendre en compte le bruit thermique et le bruit shot généré par les diodes. Ces deux types de bruit sont non corrélés car générés dans des régions physiques distinctes : le bruit de shot est généré dans la conductance non-linéaire de la jonction (dû passage des électrons à travers la barrière Schottky), alors que le bruit thermique est généré dans la résistance série (voir figure II.2).

Le bruit de shot : La moyenne quadratique du courant de bruit shot est donnée par le théorème de Schottky :

$$\langle \delta i^2 \rangle = 2.q.I_d.\Delta f \quad [\text{II.12}]$$

La source de courant de bruit est généralement représentée en parallèle de la conductance non-linéaire de la diode Schottky (voir figure II.2). Le bruit shot est dit cyclostationnaire, car il est considéré comme un bruit blanc gaussien modulé périodiquement en amplitude. Il peut être assimilé à une multitude de sources de courant de bruit distinctes dont la moyenne

quadratique est proportionnelle aux composantes harmoniques du signal OL. Les sources de courant de bruit résultantes aux fréquences latérales des harmoniques du signal OL sont corrélées entre elles et contribuent au bruit généré en sortie FI. Cette matrice de corrélation est calculée lors de la simulation en Equilibrage Harmonique et utilisée dans le calcul du bruit shot.

Le bruit thermique calculé par ADS prend sa source dans la résistance série de la diode. Elle peut être représentée par une source de tension de bruit en série avec la résistance (voir figure II.2). La moyenne quadratique de la tension de bruit est donnée par le théorème de Nyquist :

$$\langle \delta v_t^2 \rangle = 4.k_B.T_0.R_s.\Delta f \quad [\text{II.13}]$$

Dans ce modèle, repris de [Kerr-1 79], la température de la résistance série T_0 ne varie pas au cours du temps et l'énergie des électrons la traversant ont une distribution de Maxwell-Boltzmann à la température T_0 .

Le bruit d'électron chaud : Cependant, [Hegazi 85] et [Crowe 87] ont démontré que, quand la densité de courant traversant la jonction est trop importante, la distribution des électrons est chauffée et un bruit en excès apparaît. Pour cette raison, la température de bruit équivalente de la résistance série varie durant un cycle d'OL. La variation de la température équivalente de la résistance série peut s'écrire de la manière suivante :

$$T_{rs} = T_0 + K.I_d^2 \quad [\text{II.14}]$$

Où K est la constante de bruit. Le bruit d'électron chaud dépend donc du carré du courant traversant la diode.

$$\langle \delta v^2 \rangle = 4.k_B.T_{rs}.R_s.\Delta f = \langle \delta v_t^2 \rangle + 4.k_B.K.I_d^2 \quad [\text{II.15}]$$

Il a donc, au même titre que le bruit shot, des propriétés cyclostationnaires. Pour déterminer l'exacte contribution de cette source de bruit équivalent en sortie FI, il est nécessaire de prendre en compte la corrélation entre les différentes harmoniques des courants générés par l'OL. Malheureusement, cette matrice est générée en interne par le logiciel ADS et n'est pas accessible a posteriori. Il n'est donc pas possible de modéliser le bruit d'électron chaud de manière rigoureuse. Cependant, il est possible de faire une estimation approchée de la contribution du bruit d'électron chaud, en considérant les harmoniques du courant OL comme non corrélées. Ces courants harmoniques génèrent du bruit de manière indépendante en sortie FI. Pour estimer le bruit en excès, la source de bruit équivalente au bruit d'électron chaud est considérée comme proportionnelle à la somme des carrés des courants harmoniques de l'OL.

Dans le cas précis d'un mélangeur subharmonique utilisant quelques mW de puissance d'OL, seulement 4 harmoniques de courant ont été pris en compte. La densité spectrale de puissance de la source de bruit est donnée par la relation :

$$\langle v^2 \rangle = 4.k_B.R_s.K.\sum_{n=1}^4 |i_d(n)|^2 \quad [\text{II.16}]$$

Avec K la constante de bruit. En reprenant la relation de [Crowe 87], on trouve $K=2,447.10^7 K/A^2$, avec le diamètre de l'anode $d=1\mu\text{m}$, le temps de relaxation de l'énergie $\tau_e=1\text{ps}$, la mobilité électronique $\mu=5000 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ et le dopage de la zone épitaxiée $N_{epi}=2.10^{17} \text{ cm}^{-3}$. Les sources de bruit sont introduites en série avec les diodes Schottky, comme représenté sur la figure II.2 et II.5.

Implantation dans ADS : En ce qui concerne l'implantation de ces sources dans le circuit ADS, on se heurte à la limitation suivante : on ne peut pas utiliser comme paramètres d'un composant les courants harmoniques mesurés au cours d'une même simulation en Equilibrage Harmonique. Il est donc nécessaire de calculer les harmoniques des courants d'OL lors d'une première simulation en Equilibrage Harmonique ne comprenant pas les sources de bruit d'électron chaud, afin de créer une base de données. Ces courants sont ensuite réinjectés dans un deuxième circuit comme paramètres des sources de bruit d'électron chaud rajoutées. Cette opération se fait au moyen de *Data Access Components* (DAC) de la « boîte à outils » d'ADS.

Il n'a malheureusement pas été possible de comparer la modélisation du bruit d'électron chaud implémenté dans cette simulation avec un code non commercial d'Equilibrage Harmonique tenant compte des corrélations entre les différents courants harmoniques dans le calcul du bruit thermique. Nous verrons cependant à la fin de ce chapitre qu'il est possible de comparer les performances simulées du mélangeur en termes de température de bruit avec les performances mesurées. Nous pourrons ainsi juger de la pertinence du modèle développé ici.

II.2.4) Résultat des simulations non-linéaires

La figure II.6 présente les résultats obtenus avec la paire de jonctions Schottky en configuration anti-parallèle dont les caractéristiques électriques sont similaires à la série SD1T7-D20.

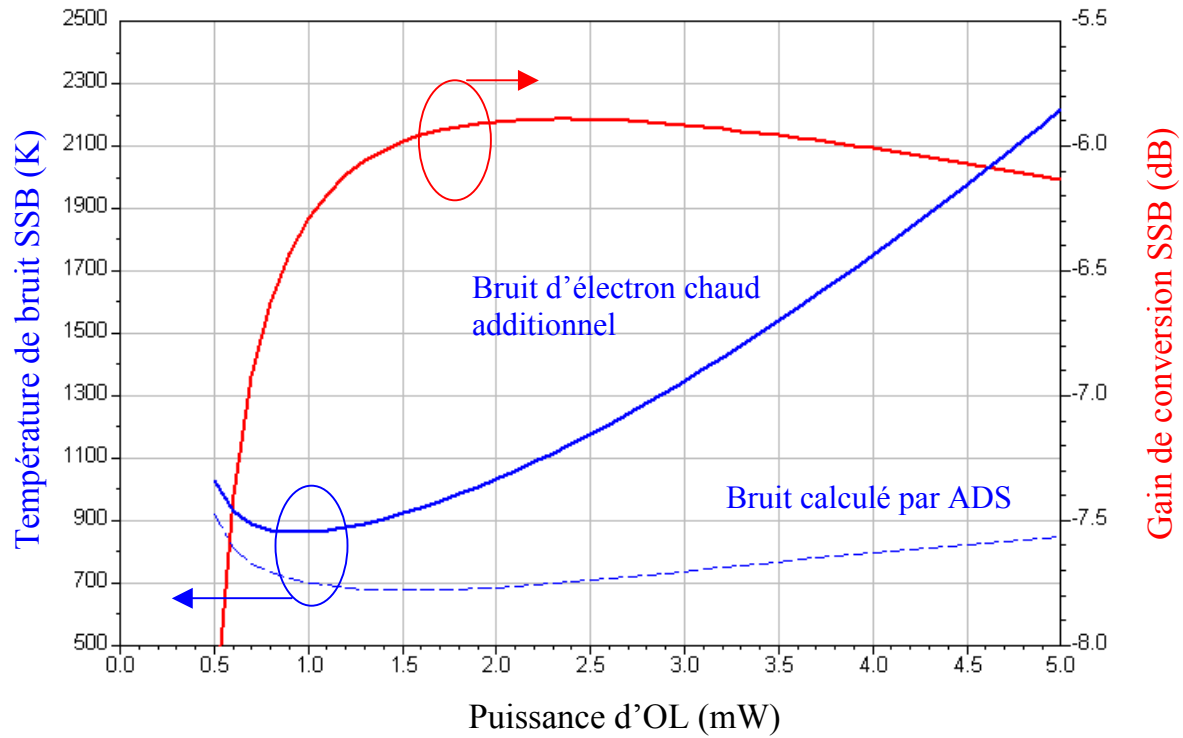


Fig. II.6 : Courbe de variation des performances en fonction de la puissance d'OL injectée. Les impédances d'accès à la fréquence RF et OL sont optimisées pour 1,5 mW de puissance OL. $F_{OL} = 166$ GHz, $F_{FI} = 1,5$ GHz, $F_{RF} = 330$ GHz, $Z_{FI} = 100 \Omega$.

Ces résultats donnent une estimation des performances optimales de la paire de diodes en termes de gain de conversion et température de bruit. On peut remarquer que l'optimum du gain de conversion nécessite 2,4 mW de puissance de pompe, alors que le minimum de température de bruit du mélangeur nécessite moins de puissance OL (1 mW à 1,5 mW selon le modèle de bruit). Le compromis entre des pertes de conversion SSB minimales d'environ 6 dB et une température de bruit SSB de 900 K (courbe pleine) dépend principalement de la température de bruit de la chaîne d'amplification FI (se référer à l'équation [I.1] sur le calcul de la température du récepteur). Ici, une puissance d'OL optimale de 1,5 mW est prise.

A ce point de fonctionnement optimal, il est possible de déterminer les impédances d'accès idéales à la paire de diode, qui sont également les impédances de source Z_{RF} et Z_{OL} représentées sur la figure II.4 et II.5. Ces impédances correspondent à un transfert maximal d'énergie entre les sources RF/OL et les diodes, qui est obtenu lorsqu'il y a une adaptation optimale d'impédance : $Z_{RF} = (Z_{diode1\ RF} // Z_{diode2\ RF})^*$, (*signifie le conjugué). De plus, l'impédance présentée par chaque diode au reste du circuit est calculée à partir des courants et tensions résultant de la simulation non-linéaire aux fréquences RF et OL. Les résultats sont présentés dans le tableau II.2.

Fréq. OL (GHz)	$Z_{\text{diode RF}} (\Omega)$	$Z_{\text{diode OL}} (\Omega)$	$Z_{\text{RF}} (\Omega)$	$Z_{\text{OL}} (\Omega)$	$Z_{\text{harm}} (\Omega)$	$Z_{\text{FI}} (\Omega)$
150	168-j.114	336-j.429	83+j.53	147+j.207	10+0.j	100
160	161-j.116	310-j.420				
170	154-j.117	286-j.412				
180	147-j.118	265-j.403				

Tableau II.2 : Impédances idéales d'une paire de diodes Schottky SD1T7-D20 aux fréquences OL et RF quand celles-ci sont pompées avec une puissance nominale de 1,5 mW, ainsi que les impédances d'accès permettant un transfert de puissance optimal à chacune des diodes.

Les résultats de l'optimisation donnent une valeur de Z_{RF} sensiblement différente de la valeur attendue correspondant à $(Z_{\text{diode RF}} / 2)^*$. Cette imprécision de l'algorithme de convergence n'affecte pas de manière significative les résultats ultérieurs. L'impédance de sortie en FI de la paire de diodes anti-parallèles SD1T7-D20 est de l'ordre de 100 Ω [Hesler 99]. Cette valeur est typique des diodes Schottky dans cette bande de fréquence. Chaque diode doit en effet présenter une impédance de sortie en FI de l'ordre de 200 Ω [Siegel 91]. La configuration anti-parallèle permet donc naturellement de réduire l'impédance FI globale d'un facteur 2, ce qui rend l'adaptation FI plus facile, et donc plus large-bande.

II.2.5) La simulation de la diode en régime linéaire

Afin de quantifier la désadaptation d'impédance de chaque diode au reste du circuit (comprenant le circuit passif et l'autre diode), il est important de déterminer le coefficient de réflexion idéal propre à chaque diode sur la bande de fréquence RF et OL voulue. Pour cela, il est nécessaire de passer d'une simulation non-linéaire (Equilibrage Harmonique) à une simulation linéaire (paramètres S). Cette étape est importante pour la suite de l'étude, car elle permet de visualiser le coefficient de réflexion de la barrière Schottky dans un cas idéal. Lors du design du mélangeur large-bande (voir chapitre IV), ce coefficient de réflexion sera le but à atteindre dans le processus d'optimisation linéaire de la structure du mélangeur.

L'étude précédente a permis de déterminer les impédances présentées par la diode aux fréquences RF et OL. Afin de linéariser le système, ces valeurs sont prises comme les impédances idéales à adapter au point de fonctionnement nominal ($P_{\text{OL}}=1,5$ mW). Le modèle de diode prend alors la forme d'un tableau de données reliant l'impédance à la fréquence. Afin de définir une impédance de port dépendante de la fréquence dans ADS, il est nécessaire

d'utiliser les DAC [ADS 02]. Les impédances d'accès des ports sources restent identiques. Le schéma du circuit équivalent du mélangeur idéal en régime linéaire est présenté à la figure II.7.

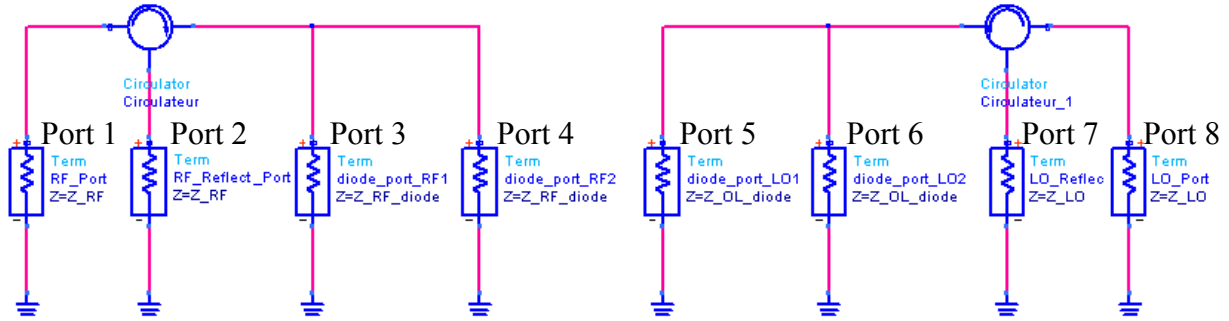


Fig. II.7 : Schéma du circuit équivalent du mélangeur subharmonique pour les simulations en régime linéaire. Le circuit de gauche concerne la simulation dans la bande RF, le circuit de droite celle aux fréquences OL.

Les résultats de simulations ADS en paramètres S donnent un module du coefficient de transmission idéal entre la source et chaque diode de 0,7. En effet, l'énergie transmise à chacune des diodes représente 50% de l'énergie émise par la source, correspondant à un coefficient de transmission de : $|S_{31}| = |S_{41}| = |S_{58}| = |S_{68}| = (50\%)^{0,5} = 0,7$.

Par conséquent, le coefficient de réflexion idéal correspondant au niveau de chaque diode est de : $|S_{33}| = |S_{44}| = |S_{55}| = |S_{66}| = 0,5$.

La figure II.8 montre sur un abaque de Smith le coefficient de réflexion idéal de chaque diode, correspondant au lieu d'impédance optimale d'accès au niveau d'une barrière, dans la bande RF (abaque de gauche), et OL (abaque de droite).

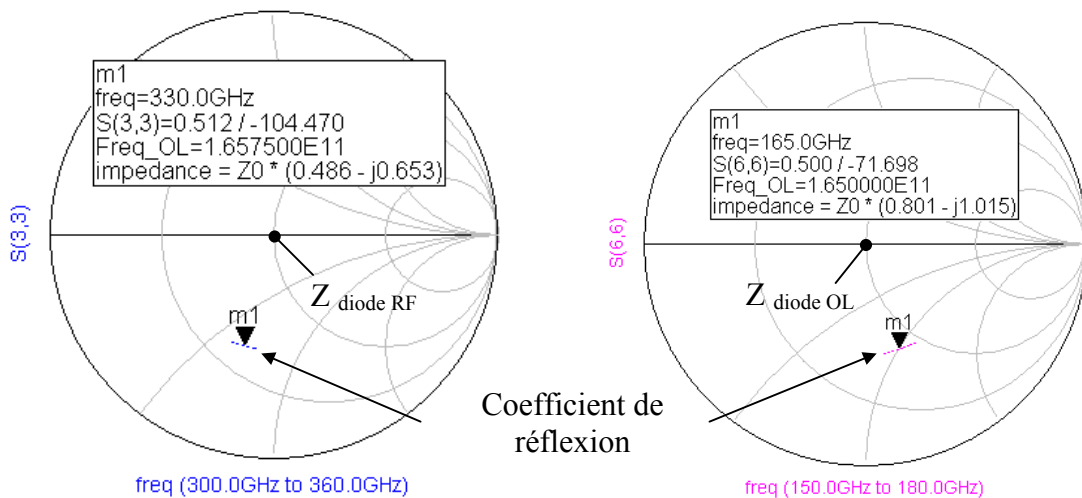


Fig. II.8 : Résultats de la simulation linéaire en paramètres S de l'adaptation de chacune des diodes au reste du circuit avec les impédances d'accès optimales.

Les abaques de Smith sont respectivement normalisés aux impédances optimales de la diode $Z_{\text{diode RF}}$ et $Z_{\text{diode OL}}$, aux fréquences RF et OL.

Les impédances présentées par les diodes aux fréquences RF et OL, ainsi que les impédances d'accès optimales à chaque diode pour une puissance de pompe de 1,5mW, ont été déterminées. Ces résultats résumés dans le tableau II.2 seront utilisés au chapitre IV pour optimiser linéairement le circuit du mélangeur large-bande. Le prochain paragraphe présente l'analyse de la structure planaire de la paire de diodes Schottky de type SD1T7-D20 fabriquée par l'Université de Virginie. Pour cette étude, des simulations linéaires faites avec le logiciel ADS et des simulations électromagnétiques 3D faites avec le logiciel HFSS (Ansoft) [HFSS 03] sont combinées pour quantifier les éléments parasites introduits par cette structure planaire dans le circuit du mélangeur.

II.3) Analyse du composant planaire SD1T7-D20

Le modèle idéal de diode utilisé au paragraphe précédent prend en compte les paramètres électriques intrinsèques à la barrière Schottky. Elle ne tient pas compte des paramètres extrinsèques de la diode planaire. Ces paramètres extrinsèques sont liés à l'architecture du composant planaire, ici la paire de diodes SD1T7-D20 (UVa) représentée à la figure II.9.

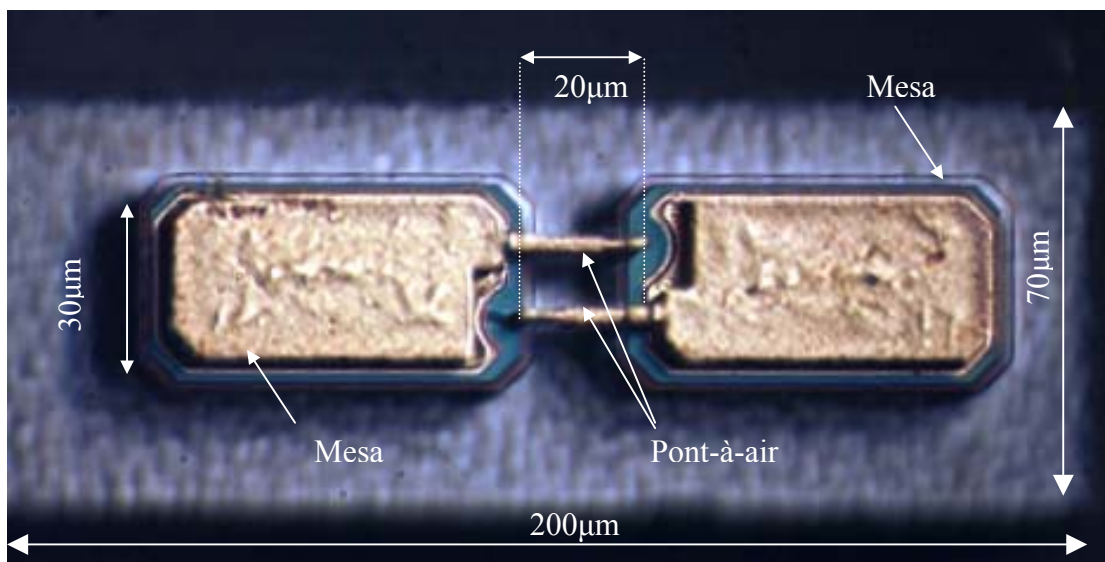


Fig. II.9 : Photo d'un composant planaire de type SD1T7-D20 comprenant une paire de diodes Schottky en configuration anti-parallèle fabriquée par l'Université de Virginie.

Les éléments parasites inhérents au composant jouent un rôle très important dans l'obtention des performances du mélangeur car ils sont au plus près des jonctions dans le circuit d'adaptation. C'est en effet autour des jonctions que les champs EM sont les plus forts.

Le but de la simulation EM 3D est de quantifier les éléments parasites qu'introduit cette architecture planaire dans le calcul de l'impédance d'accès. La première partie consiste à résoudre les champs EM d'un modèle numérique 3D du composant SD1T7-D20 encapsulé dans un canal et à exporter la matrice de paramètres S résultante calculée avec le logiciel HFSS dans le simulateur circuit d'ADS. La deuxième partie consiste à utiliser un circuit équivalent pour déterminer les valeurs des éléments parasites qui reproduisent au mieux le comportement fréquentiel de la structure complète simulée électromagnétiquement.

II.3.1) La simulation Electromagnétique 3D

Un modèle tridimensionnel de la paire de diode Schottky SD1T7-D20 est réalisé avec HFSS. La paire de diodes est placée dans un canal microruban, afin de définir un mode de propagation unique (Mode quasi-TEM). L'extrémité de chaque Mesa a été tronquée afin de placer des ports d'accès (1&2 sur la figure II.10) à la structure dans la simulation 3D. Deux autres ports sont introduits à l'intérieur de la structure au niveau des jonctions (3&4 sur la figure II.10). Cette opération est détaillée par la suite.

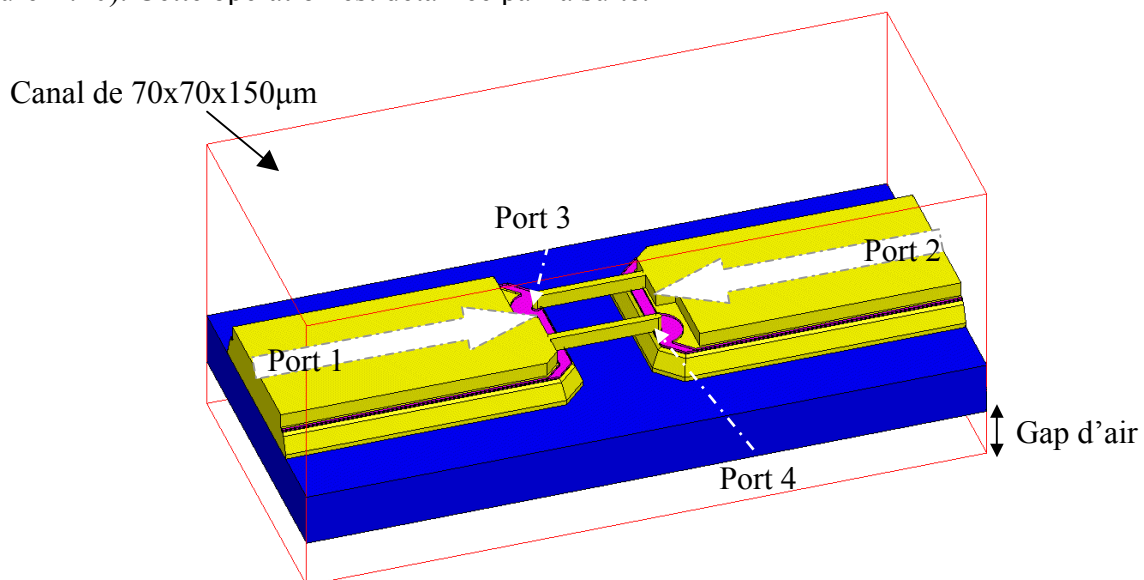


Fig. II.10 : Représentation 3D de la paire de diodes SD1T7-D20. Les ports d'accès de la structure sous HFSS sont définis par les ports 1, 2, 3 et 4. Le canal fait 70x70x150 µm. Les grandes flèches schématisent le « deembedding » des ports 1 et 2, nécessaire à la construction du circuit équivalent.

Les paramètres diélectriques. Les paramètres diélectriques des matériaux utilisés lors des simulations sont présentés dans le tableau II.3.

Couches	Constante Diélectrique	Conductivité (S/m)
Substrat d'AsGa	Er = 12,9	0
Couche de SiO ₂	Er = 4 à 6	
Couche n d'AsGa	Er = 12,9	
Couche n ⁺⁺ d'AsGa		2.10 ⁷
Contact Ohmique		

Tableau II.3 : Propriétés diélectriques des matériaux utilisés dans la modélisation EM 3D.

D'après [Hesler 96], la couche de passivation SiO₂ recouvrant la couche d'Arséniure de Gallium dopée n a une constante diélectrique variant de 4 à 6. L'influence de la couche de passivation sur les éléments parasites est détaillée dans le paragraphe suivant. La couche d'Arséniure de Gallium dopée n⁺⁺ est considérée comme un métal de conductivité finie (de même que les contacts ohmiques). Cette conductivité est égale à la conductivité moyenne de l'or aux longueurs d'ondes submillimétriques [Lamb 96] afin de tenir compte de la résistivité plus importante du métal à ces fréquences, à cause notamment de la qualité de surface, $C_{or\ submm} = 2.10^7$ S/m.

Les ports d'accès. Des ports virtuels sont ensuite placés aux endroits précis où l'on veut déterminer les paramètres S (voir figure II.10 & II.11). Deux ports en guide d'onde (port 1&2 sur la figure II.10) sont placés au niveau des contacts ohmiques, deux autres ports (port 3&4 sur la figure II.10 et II.11) sont placés au niveau des barrières Schottky.

Les microsondes coaxiales sont placées au bout des anodes des ponts-à-air (voir figure II.11) afin de déterminer les impédances d'accès de la structure au niveau des barrières Schottky, comme elles sont définies dans [Hesler 96]. La partie centrale de ces micro-guides coaxiaux est constituée par l'anode de la jonction Schottky. La cathode de ces microsondes est « enterrée » de 0,9 µm dans le Mesa d'Arséniure de Gallium dopée n⁺⁺ afin que le port d'accès influence le moins possible les éléments parasites environnant les jonctions. La couche de diélectrique entre l'anode et la cathode est constituée d'Arséniure de Gallium. Son épaisseur est fixée a priori à 0,1µm. L'effet des variations de ce paramètre sur les éléments parasites du circuit équivalent sera étudié au paragraphe suivant.

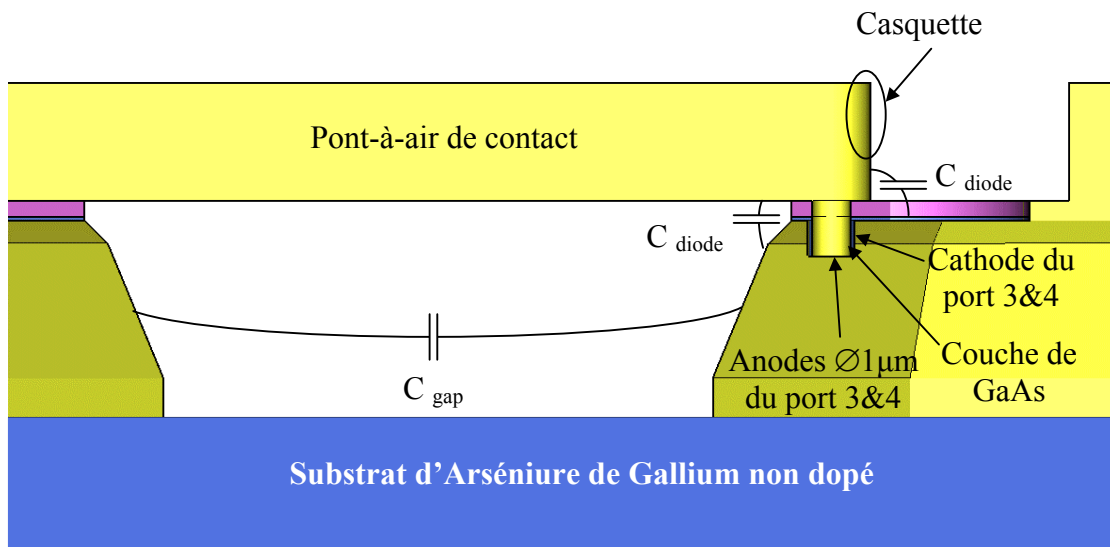


Fig. II.11 : Vue de coupe de la diode avec détail de la microsonde coaxiale au niveau des jonctions. L'anode fait $1\mu\text{m}$ de diamètre. La microsonde est « enterrée » de $0,9\mu\text{m}$ sous la couche d'AsGa dopée n. L'épaisseur du diélectrique entourant l'anode et constitué d'AsGa est de $0,1\mu\text{m}$. Les éléments parasites C_{diode} et C_{gap} sont analysés au paragraphe suivant.

Afin de quantifier les éléments parasites en fonction de chaque configuration, certains paramètres tels que la taille de l'anode, la présence d'air sous le substrat et la largeur du diélectrique autour de l'anode vont être étudiés. Pour cela, les paramètres S de la simulation EM 3D de la figure II.10 sont identifiés à un circuit équivalent implémenté avec ADS.

II.3.2) Le circuit équivalent

Plusieurs études ont, par le passé, proposé des circuits équivalents d'une diode planaire comprenant une seule barrière Schottky [Mehdi], [Hesler 96] et [Zhang 97], ou une paire de diodes en configuration anti-parallèle [Hesler 00]. Les circuits équivalents définis utilisaient en général des éléments discrets comme des capacités parallèles et des inductances séries pour simuler les éléments parasites introduits par les Mesas et les ponts-à-air. Nous proposons ici une méthode originale pour extraire les valeurs des capacités parasites introduites par une paire de diodes anti-parallèle, d'après les résultats de la simulation électromagnétique de ce composant (voir figure II.10). Il s'agit ici de l'adaptation à une paire de diodes anti-parallèle de la méthode introduite par [Maestrini 04] dans le cas d'une diode planaire simple. Dans le circuit équivalent présenté sur la figure II.12, les Mesas et ponts-à-air du composant planaire sont assimilés à des lignes de propagation simulées avec HFSS.

Pour construire le modèle équivalent, la paire de diodes représentée sur la figure II.10 est séparée en deux modèles identiques de composants planaires à simple diode, représentés sur la figure II.12 (droite) comme une transition d'impédance entre le Mesa et le pont-à-air. Ils sont ensuite simulés sous HFSS et importés dans le circuit équivalent sous forme d'un fichier de paramètres S. Les seuls éléments discrets qui sont introduits dans le schéma équivalent sont les capacités de couplage entre les deux structures planaires. Ce circuit permet donc de localiser et quantifier les capacités parasites introduites par l'architecture planaire de la paire de diodes Schottky de type SD1T7-D20.

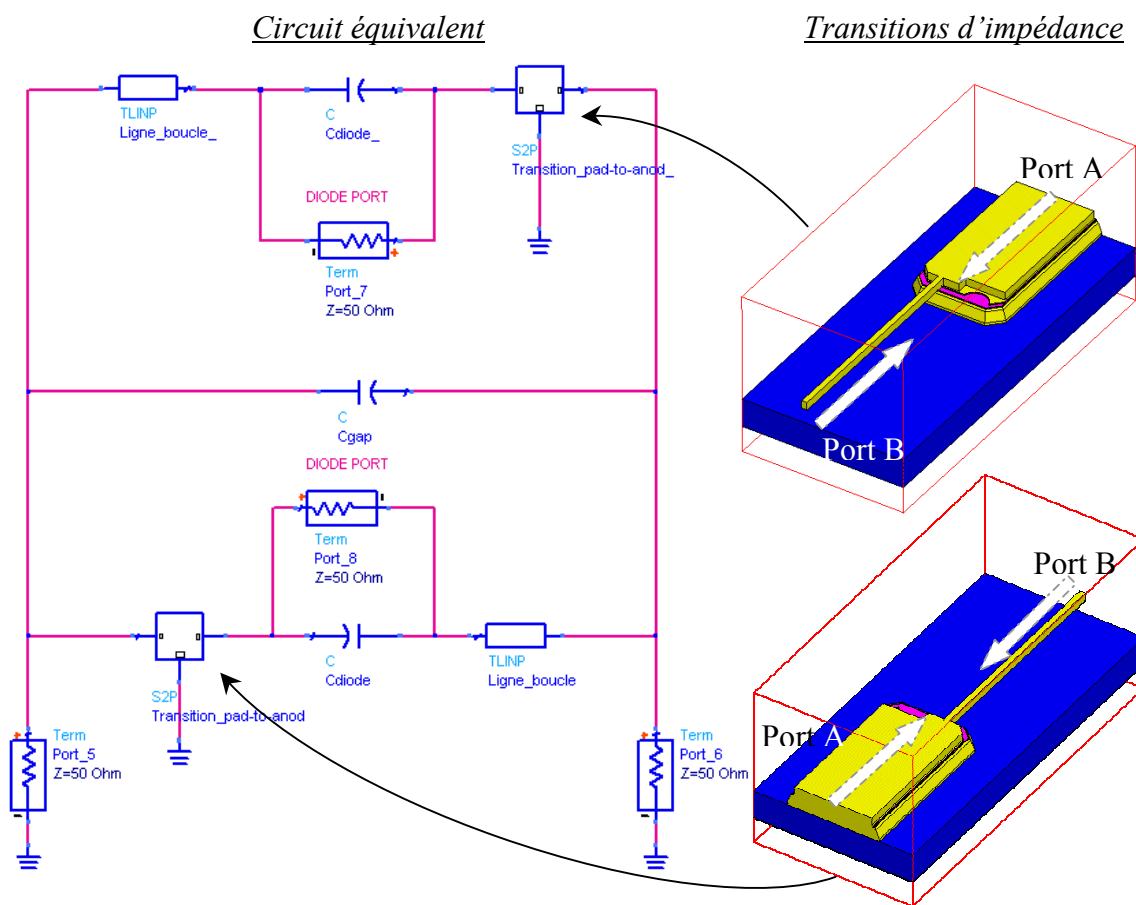


Fig. II.12 : Schéma du circuit équivalent de la structure planaire implémenté dans ADS. La transition entre le Mesa et le pont-à-air a été simulée sous HFSS avant d'être intégrée au circuit sous forme d'un fichier de données (Transition d'impédance dans la figure). Les flèches épaisses schématisent le « deembedding » des ports A et B.

La position *ramenée* (*deembedded* en anglais) des ports de la transition d'impédance est très importante. Cette position est représentée par les flèches partant des ports A&B des transitions d'impédance de la figure II.12 (droite). D'une part, le port B de chaque transition doit être *ramené* jusqu'au plan où se situe l'anode (correspondant à la position des ports 3&4 de la figure II.10). C'est en effet à ce niveau que sera connecté le port de la diode (défini par

un port $50\ \Omega$) et la capacité parallèle C_{diode} . D'autre part, on ferme la boucle en connectant le port $50\ \Omega$ de la diode au port A *ramené* de l'autre transition d'impédance, afin de retrouver une configuration anti-parallèle. Cette étape n'est cependant pas directe dans le schéma équivalent. En effet, dans le modèle original de la paire de diodes (figure II.10), la position du port 1&2 des Mesas *ramenés* dans le plan de la diode ne correspond pas tout à fait à la position des ports micro-coaxiaux (ports 3&4). Dans le schéma équivalent, il faut donc modifier la position du port $50\ \Omega$ de la diode pour le *ramener* au niveau du port A de la transition d'impédance, en ajoutant une petite section de ligne de propagation, ou ligne de boucle, de longueur négative (qui correspond à un *deembedding* dans le logiciel ADS). Cette ligne de boucle, représentée sur la figure II.13, a la même impédance caractéristique Z_{boucle} que le port A du Mesa et une longueur L_{boucle} qui varie en général entre $-6\ \mu\text{m}$ et $-7\ \mu\text{m}$.

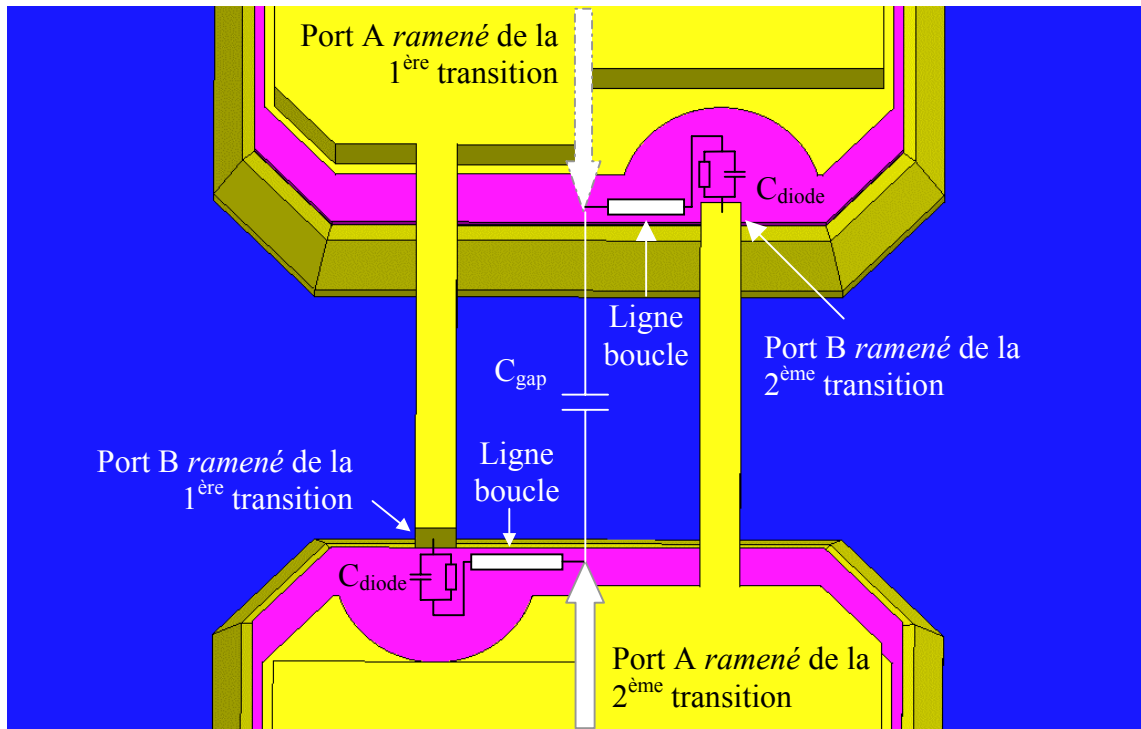


Fig. II.13 : Schéma équivalent en 3D du circuit présenté à la figure II.12 a&b. Les deux transitions identiques sont simulées sous forme d'un même modèle avec HFSS. La ligne de boucle permet de joindre le port de la diode (en parallèle de la capacité C_{diode}) avec le port A ramené de la transition opposée.

Uniquement trois éléments du circuit équivalent sont laissés variables lors de l'optimisation du circuit aux paramètres S de la paire de diodes : la capacité C_{diode} , la capacité inter-Mesa C_{gap} , et la longueur de la ligne de boucle L_{boucle} . L'erreur maximale obtenue est inférieure à $8\%^1$ dans tous les cas présentés ci-après, et sur toute la bande 150-360 GHz.

¹ Erreur définie comme $\text{Max} [\text{mag}((S'_{ij}-S_{ij})/S_{ij})]$ avec S'_{ij} les paramètres S du circuit équivalent et S_{ij} les paramètres S du modèle complet de la paire de diode calculés avec HFSS.

II.3.3) Résultats des simulations

Plusieurs paramètres liés à l'architecture du composant, comme sa position dans le canal ou les dimensions des microsondes coaxiales (ports 3&4 de la figure II.10 et II.11), ont une influence sur les éléments parasites du circuit équivalent. Afin de caractériser ces influences, nous avons choisi de faire varier les paramètres suivants :

- le gap d'air entre la face inférieure du substrat d'AsGa et le fond du canal (0 μm , 10 μm et 20 μm), représenté sur la figure II.10.
- l'épaisseur de la couche diélectrique d'AsGa autour de l'anode (50, 100 et 400 nm), et le diamètre de l'anode (1 μm , 1,6 μm , 2 μm et 2,6 μm), représenté sur la figure II.11
- la constante diélectrique de la couche de passivation ($\epsilon_r=1$, 4 et 6). Elle n'est pas précisément connue et peut varier de 4 à 6 [Hesler 96]. Un ϵ_r égal à 1 équivaut à une absence de couche de passivation.
- la présence ou non d'une « casquette » autour de l'anode (voir figure II.11).

La forme et la longueur des ponts-à-air sont fixes. D'après [Mehdi 94], La capacité parasite calculée est égale à : $C_{\text{parasite}} = C_{\text{gap}} + 2.C_{\text{diode}}$ [II.17]

Et la capacité totale calculée est égale à : $C_{\text{total}} = C_{\text{gap}} + 2.C_{\text{diode}} + 2.C_{jo}$ [II.18]

Le tableau II.4 présente les résultats de la variation de la position du substrat dans le canal, qui équivaut à l'introduction d'une couche d'air sous le substrat (voir figure II.10).

Gap d'air (μm)	C_{gap} (fF)	C_{diode} (fF)	L_{boucle} (μm)	Z_{boucle} (Ω)	C_{parasite} (fF)
0	1,1	1,07	- 3,54	43	3,24
10	2,15	1,08	- 7,65	35	4,31
20	2,18	0,99	- 8	35	4,17

Tableau II.4 : Récapitulatif des valeurs de capacités parasites en fonction du gap d'air. Les autres paramètres considérés : anode de diamètre 1 μm avec casquette, épaisseur du diélectrique autour de l'anode de 0,1 μm , couche de passivation de constante diélectrique $\epsilon_r=4$. La valeur en italique est celle prise par la suite.

Les résultats montrent une importante différence des capacités parasites obtenues avec ou sans la présence d'un gap d'air entre le substrat d'Arséniure de Gallium et le fond du canal. La différence de répartition des champs EM dans la structure entraîne des disparités dans les éléments parasites. De plus, la longueur de ligne de boucle nécessaire est beaucoup plus faible que prévue quand il n'y a pas d'air sous le substrat. Cela peut s'expliquer par le fait que les lignes de champs EM sont beaucoup plus transversales au canal dans le cas où il n'y a pas de

gap d'air. Le fort couplage entre chaque Mesa et le plan de masse entraîne un couplage moins fort entre les deux Mesas. Afin de se placer dans des conditions similaires au montage de la paire de diodes en flip-chip sur un circuit déposé sur substrat de quartz, un gap d'air de 10 μm est choisi dans les simulations suivantes.

Le tableau II.5 montre ensuite la variation de la largeur du diélectrique autour de l'anode :

largeur du diélectrique (μm)	C_{gap} (fF)	C_{diode} (fF)	L_{boucle} (μm)	Z_{boucle} (Ω)	C_{parasite} (fF)
0,05	2,28	1,1	- 7,76	34,6	4,48
<i>0,1</i>	<i>2,21</i>	<i>0,958</i>	- 7,75	35	<i>4,126</i>
0,4	2,31	0,66	- 7,65	35	3,63

Tableau II.5 : Récapitulatif des valeurs de capacités parasites en fonction de la largeur de diélectrique. Les paramètres considérés sont les suivants : anode de diamètre 1 μm avec casquette, 10 μm d'air sous le substrat, une couche de passivation de constante diélectrique $\epsilon_r = 4$. La valeur en italique est celle prise par défaut.

La largeur du diélectrique joue un rôle important sur la capacité C_{diode} . En effet, une épaisseur trop large (0,4 μm) entraîne une sous-estimation de la capacité de diode d'environ 0,3 fF. De plus, une épaisseur de la couche diélectrique trop faible (0,05 μm) contribue à surestimer la capacité parasite. Il semble donc plus juste de prendre une largeur de diélectrique égale à l'épaisseur de la couche d'Arséniure de Gallium épitaxiée dopée n, c'est-à-dire 0,1 μm .

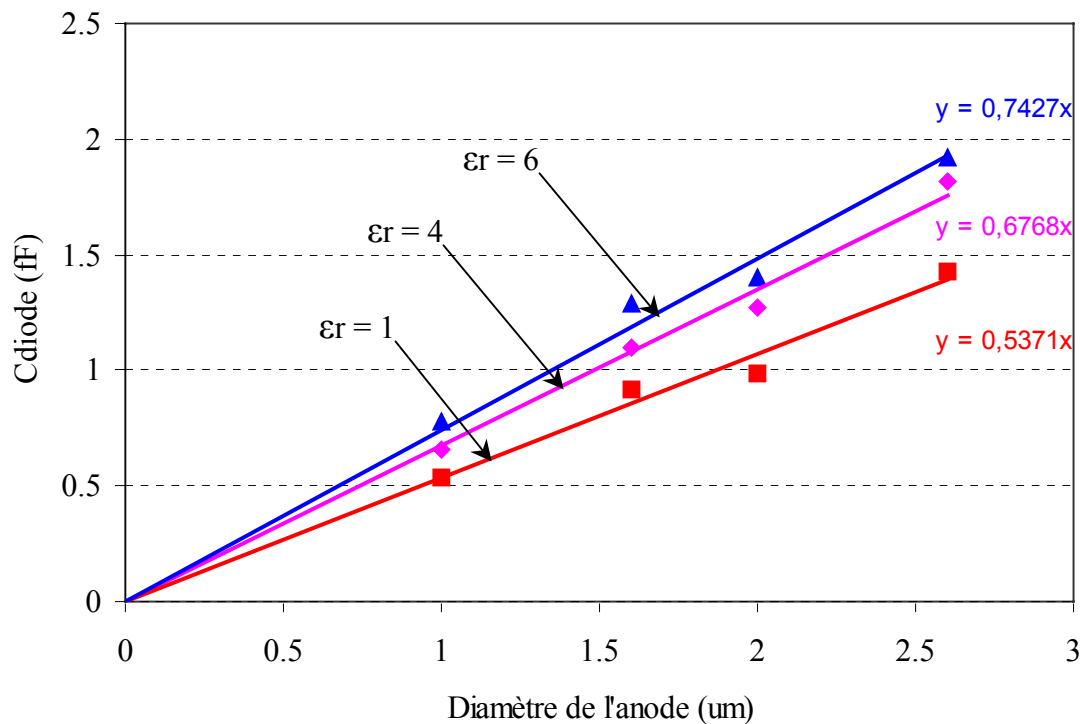


Fig. II.14 : Variations de la capacité C_{diode} en fonction de la taille de l'anode et de la permittivité diélectrique de la couche de passivation SiO_2 . Le gap d'air sous le substrat est de 10 μm , l'épaisseur du diélectrique autour de l'anode est de 100 nm. Ces valeurs sont obtenues avec des simulations sans casquette autour de l'anode.

Enfin, la variation des éléments parasites en fonction de la taille d'anode et de la constante diélectrique de la couche de passivation est étudiée. Les résultats sont présentés sur la figure II.14. Les modèles de diodes simulés ici n'incluent pas de casquette autour de l'anode. La variation de la taille d'anode, ainsi que la variation de la constante diélectrique de la couche de passivation n'influencent que la capacité $C_{\text{diodé}}$. D'après les résultats de la figure II.14, l'absence de cette couche (correspondant à $\epsilon_r=1$) réduit sensiblement la valeur de $C_{\text{diodé}}$. La relation entre $C_{\text{diodé}}$ et le diamètre de l'anode est globalement linéaire. Même si la valeur n'est pas représentée sur la figure II.14, il est important de mentionner que la présence d'une casquette autour de l'anode augmente la capacité $C_{\text{diodé}}$ d'environ 0,5 fF pour une taille d'anode de 1 μm de diamètre et une constante diélectrique de la couche de passivation de 4.

Afin de calculer la capacité totale de la diode et de la comparer avec la valeur mesurée, il faut estimer la valeur de C_{j0} en fonction de la taille d'anode (correspondant à la surface de la jonction). Ces valeurs sont obtenues en utilisant l'équation [II.5] donnée au paragraphe II.1.2 pour plusieurs surfaces de jonction, avec des paramètres de diode identiques à celles données dans le tableau II.1. Les résultats sont présentés dans le tableau II.5.

Surface de l'anode (μm^2)	C_{j0} (fF)	C_{total} (fF)
0,8	1,3	6,25 / 6,9*
2	3,24	10,9
3,14	5,1	14,9
5,3	8,6	22,87

Tableau II.5 : Valeurs de C_{j0} calculées pour plusieurs surfaces d'anodes. * se réfère à la présence d'une casquette autour de l'anode.

D'après ces résultats, la capacité totale calculée C_{total} est proche de la valeur de capacité totale mesurée par VDI de 6,5fF, pour une surface d'anode de 0,8 μm^2 . Le modèle équivalent, ainsi que la simulation électromagnétique 3D de la paire de diodes planaire semble donc prendre en compte de manière cohérente les éléments parasites introduits par la structure planaire de la paire de diodes.

Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, les performances théoriques d'une paire de diodes Schottky planaires en configuration anti-parallèle dont les caractéristiques électriques sont identiques à la paire de diodes Schottky de type SD1T7-D20 (UVa) ont été étudiées. Les simulations non-linéaires ont permis de déterminer le point de fonctionnement optimal de la paire de diode, l'impédance présentée par chaque diode à la puissance de pompe équivalente, et l'impédance d'accès idéal que le circuit doit présenter aux diodes. Le modèle non-linéaire de la diode Schottky a été linéarisé aux fréquences RF et OL. Enfin, la structure planaire du composant SD1T7-D20 a été simulée électromagnétiquement et analysée sous ADS pour quantifier les éléments parasites qu'elle introduit dans le circuit d'adaptation.

Afin de valider ces outils de simulations numériques, la modélisation des performances d'un prototype de mélangeur subharmonique utilisant une paire de diodes Schottky planaire de type SD1T7-D20 va être entreprise, et les performances obtenues seront comparées avec les mesures hétérodynes effectuées sur le prototype de mélangeur. C'est l'objet du chapitre III.

III) Validation de la modélisation à l'aide d'un prototype de mélangeur à 330 GHz

Dans le cadre du projet MAMBO (voir Chapitre I), un prototype de mélangeur subharmonique a été conçu et réalisé par la société ASTRIUM pour fonctionner dans la bande 320-350 GHz [Orlhac 03]. Ce prototype est une mise à l'échelle d'un modèle de récepteur hétérodyne à 190 GHz développé pour l'instrument MHS (Microwave Humidity Sounder). La première partie de ce travail est centrée sur l'étude et la modélisation de ce mélangeur.

III.1) Description du prototype de mélangeur MAMBO

La figure III.1 montre une photo du demi-bloc inférieur du prototype de mélangeur SHP à 330 GHz. Il inclut un circuit microruban (*microstrip* en anglais) relié à un connecteur SMA. Ce nouveau prototype utilise une paire de diodes planaires anti-parallèles de type SD1T7-D20 (pour une description plus détaillée du composant planaire, se référer au Chapitre précédent). Le composant est reporté en *flip-chip* sur un circuit microruban supporté par un substrat de quartz d'une épaisseur de 50 μm . La paire de diodes est collée au circuit à l'aide d'une colle conductrice Epoxy-argent (Ref: H20E). Le circuit sur quartz possède une métallisation de face arrière qui permet de braser le circuit dans le bloc mécanique inférieur du mélangeur et d'avoir ainsi un plan de masse à une distance très précise du circuit microruban correspondant à l'épaisseur du substrat.

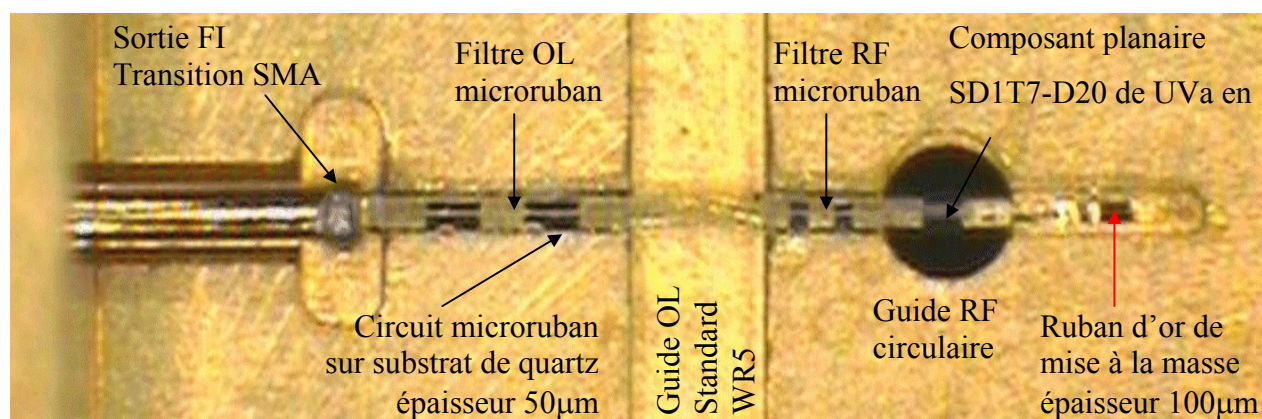


Fig. III.1 : Photo du demi-bloc intérieur du mélangeur 330 GHz développé par ASTRIUM.

Dans ce design, la paire de diode est placée directement dans le guide d'onde circulaire RF. Les pistes métalliques placées de part et d'autre du composant planaire ont fonction d'antennes afin de coupler au mieux le signal RF aux diodes. Un court-circuit mobile dans le fond du guide permet de faire varier la longueur du *stub* en parallèle du circuit + diodes afin de maximiser le couplage RF et de rattraper les éventuels désalignements du composant et du circuit lors du montage.

Le circuit microruban possède un premier filtre RF permettant d'éviter la fuite du signal RF vers le guide d'onde rectangulaire OL. Ce filtre passe-bas a été optimisé par ASTRIUM avec le logiciel Momentum® pour présenter une fréquence de coupure (à 3 dB) autour de 210 GHz. La mise à la masse nécessaire en FI de la paire de diodes est faite à l'aide d'un ruban d'or d'une largeur de 100 μm qui connecte l'extrémité du circuit microruban du côté RF au bloc mécanique inférieur. La longueur de ce ruban d'or est variable et peut être ajustée afin d'optimiser les performances. Le signal OL est guidé à travers un guide standard WR5 vers une transition guide-microruban. Deux courts-circuits OL (un dans le plan-E du guide, l'autre dans le plan-H) permettent de maximiser le couplage du signal OL vers la paire de diodes Schottky et d'élargir la bande de transition. Enfin, un autre filtre microruban passe-bas permet de bloquer la propagation du signal OL vers la sortie FI du signal. Le circuit quartz est connecté par une boucle en or à l'âme centrale d'un connecteur SMA.

III.2) Construction du modèle numérique avec HFSS et ADS

Afin de valider les outils numériques ainsi que la méthode de simulation, un modèle numérique du mélangeur SHP présenté ci-dessus a été conçu à l'aide du logiciel ADS et HFSS. Ce modèle permet de prendre en compte tous les éléments de l'architecture du mélangeur et de les inclure dans une analyse non-linéaire du mélangeur afin de déterminer ses performances et sa bande passante.

Dans un premier temps, les différentes parties du mélangeur sont simulées aux fréquences RF et OL avec le logiciel HFSS. La figure III.2 présente le découpage de la structure du mélangeur. Chaque élément est simulé séparément. Les résultats de simulation incluant les paramètres-S sont ensuite exportés sous forme de fichiers de données au format Touchstone® dans le logiciel ADS.

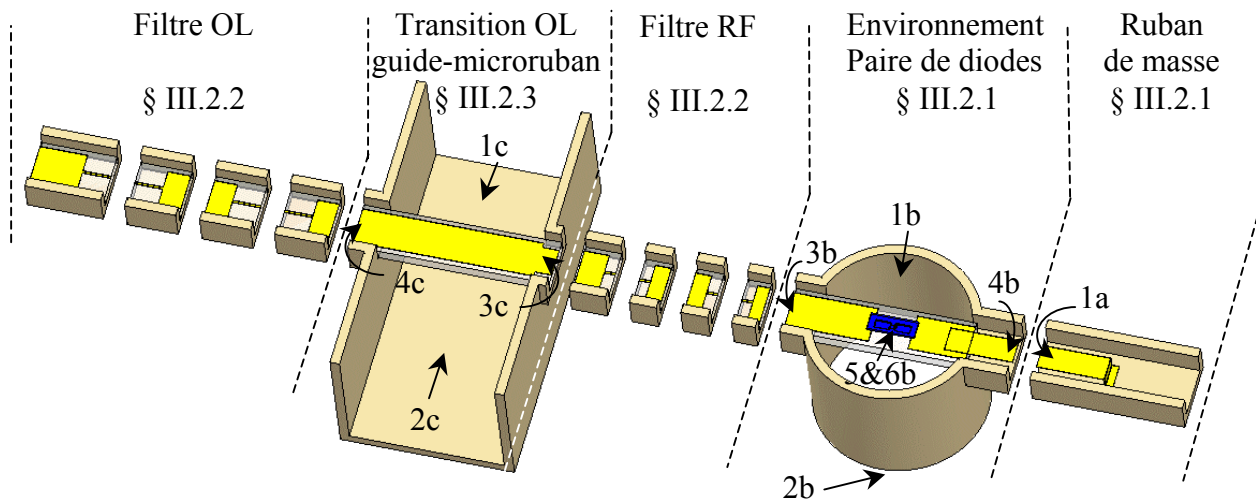


Fig. III.2 : Vue éclatée du modèle 3D du mélangeur MAMBO. Chaque partie est simulée séparément sous HFSS puis implantée sous forme de fichier de paramètres S sous ADS.

Pour chaque partie séparée de la figure III.2, les ports implantés à leurs accès ont les caractéristiques suivantes : les ports en guides d'ondes sont définis par leurs impédances caractéristiques Z_{pv} , les ports des lignes microrubans et coaxiaux sont définis par leurs impédance caractéristiques Z_{pi} . Ces choix arbitraires sont effectués en fonction de la définition des impédances caractéristiques des lignes et guides d'ondes de la « boîte à outils » d'ADS. Les ports sont tous re-normalisés à 50Ω

III.2.1) L'environnement de la paire de diodes

La partie du circuit comprenant la paire de diodes Schottky planaire reportée sur le circuit quartz et placée dans une section de guide d'onde circulaire est simulée sous HFSS dans les bandes de fréquences 300-350 GHz et 150-175 GHz. Le modèle comporte 6 ports : 2 ports en guide d'onde circulaires, 2 ports microrubans dans le canal de part et d'autre du composant pour l'accès au filtre RF et l'accès au ruban de masse, et 2 ports coaxiaux au niveau des anodes de la paire de diodes (comme définis au Chapitre II.3.1).

Le fichier de paramètres S est ensuite importé dans ADS sous forme d'un fichier de données à 6 entrées/sorties, comme représenté sur la figure III.3. Les autres éléments de cette partie du mélangeur sont ensuite modélisés par des lignes de transmissions, des modèles de guide ou des éléments discrets.

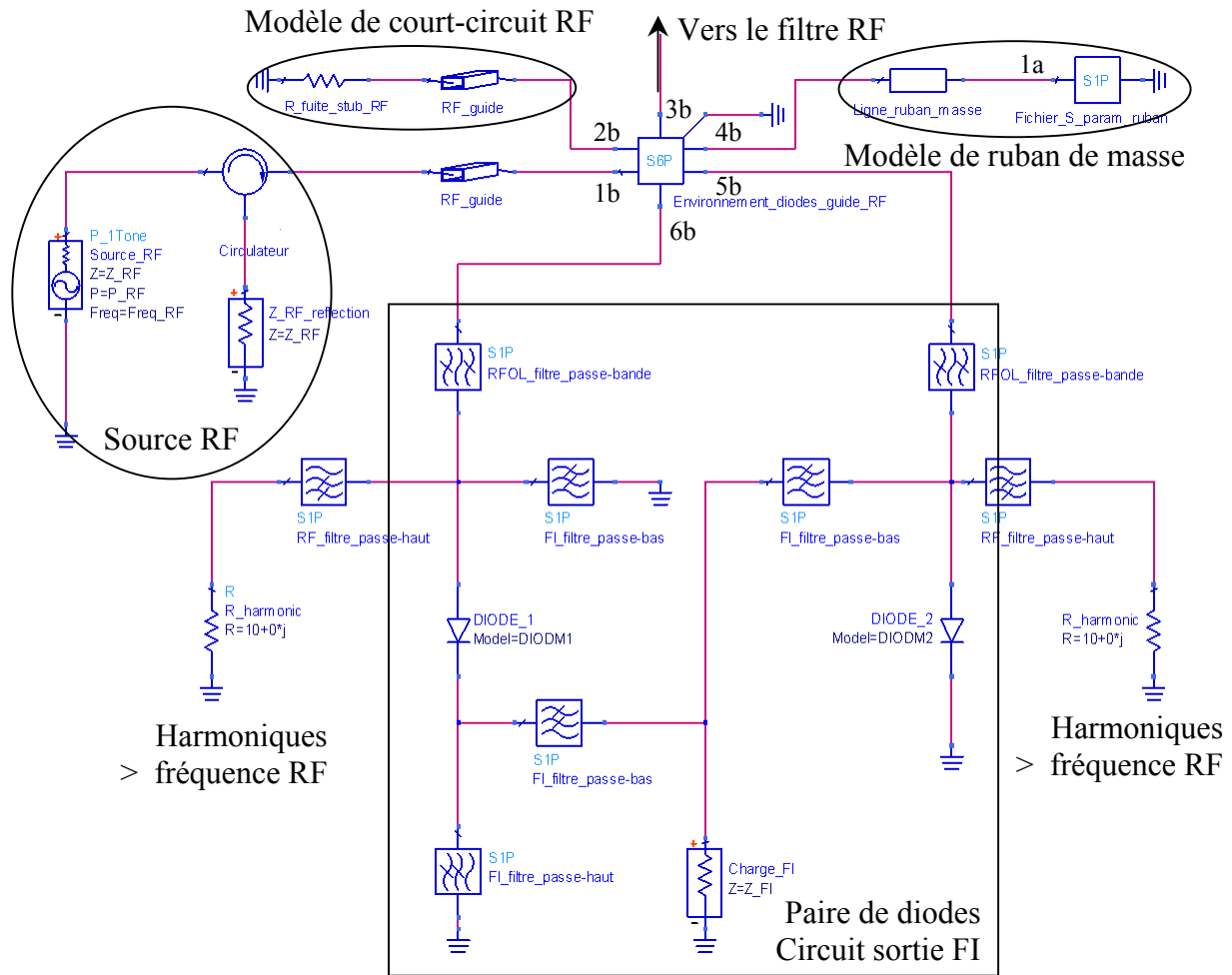


Fig. III.3 : Schéma du circuit incluant la paire de diodes Schottky et la transition guide d'onde RF tel qu'il est implanté sous ADS.

Paire de diodes + circuit de sortie FI : Le modèle de diodes Schottky implanté dans le circuit est le modèle standard d'ADS, identique à celui utilisé dans le Chapitre II.2.2. Les paramètres électriques de chaque diode sont donnés dans le Tableau II.1. Un système de filtres idéaux (chaque filtre fonctionnant comme un interrupteur fréquentiel et n'entraînant aucun déphasage) permet de transmettre directement le signal FI à une charge en sortie de la paire de diodes, et non en sortie FI du mélangeur. Les courants harmoniques générés par les diodes aux fréquences supérieures au signal RF sont filtrés et chargés à $10\ \Omega$, afin de ne pas perturber la stabilité de l'Equilibrage Harmonique.

Le modèle de guide circulaire : Il n'existe pas dans la librairie ADS de modèle de guide d'onde circulaire. Seul le modèle de guide rectangulaire y est implémenté, avec comme paramètres d'entrée les dimensions physiques du guide (largeur a , hauteur b , longueur L et les

pertes du métal). Ce modèle définit l'impédance caractéristique du guide en puissance-tension Z_{pv} et la longueur d'onde de coupure λ_c pour le mode TE₁₀ de la manière suivante :

$$Z_{pv} = 240 \cdot \pi \cdot \frac{b}{a} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad [\text{III.1}]$$

$$\lambda_c = 2 \cdot a \quad [\text{III.2}]$$

Malgré cela, il est possible d'utiliser le modèle de guide d'onde rectangulaire et de définir ses dimensions a et b afin qu'il ait une impédance caractéristique et une fréquence de coupure identique à celles du guide d'onde circulaire du mélangeur. Connaissant les dimensions du guide d'onde circulaire (rayon r), nous pouvons en déduire son impédance caractéristique définie cette fois en puissance-courant (Z_{pi}), et sa fréquence de coupure :

$$Z_{pi} = \frac{k_B \cdot \eta}{\beta} \quad \text{avec} \quad \eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad [\text{III.3}]$$

$$\text{et : } \lambda_c' = \frac{2 \cdot \pi \cdot r}{1,841} \quad \text{pour le mode TE}_{11}. \quad [\text{III.4}]$$

En identifiant λ_c à λ_c' , on peut déterminer la longueur a du guide rectangulaire qui définisse la fréquence de coupure du guide circulaire, et en identifiant Z_{pv} à Z_{pi} , on détermine la largeur b qui donne l'impédance caractéristique du guide circulaire.

Le modèle de court-circuits mobiles : Les court-circuits mobiles sont modélisés avec ADS par des sections de guides de longueur variable terminées par une résistance. En effet, dans le cas du mélangeur MAMBO, les pertes estimées pour le court-circuit RF sont de l'ordre de 0,5 dB et environ 0,2 dB pour les court-circuits OL. Ces pertes sont modélisées dans le circuit par une résistance de fuite, comme indiqué par [Maestrini 99]. La valeur de la résistance correspondante est donnée par la relation suivante :

$$R_{\text{fuite}} = 5,8 \cdot 10^{-2} \cdot \text{Pertes}_{\text{dB}} \cdot Z_{\text{guide}} \quad [\text{III.5}]$$

Avec Z_{guide} l'impédance caractéristique du guide dans lequel évolue le court-circuit.

Le ruban de masse : le ruban de masse est modélisé par une ligne de transmission dont les caractéristiques sont calculées lors de la simulation 3D avec HFSS du ruban dans le canal (voir figure III.3), suivie du fichier de paramètres-S correspondant à l'extrémité du ruban qui permet la connexion avec la masse. Les longueurs des modèles de guides circulaires ainsi que

de la ligne du ruban de mise à la masse sont variables, ceci afin de reproduire les degrés de réglages du mélangeur lors des tests.

III.2.2) Les filtres microrubans RF et OL

Les filtres microrubans sont simulés avec ADS par une suite alternée de modèles de ligne définis sous ADS et de transitions d'impédances simulées avec HFSS, comme représenté sur la figure III.4. Les caractéristiques électriques des ports simulés avec HFSS servent à définir les paramètres des modèles de ligne d'ADS. Le filtre RF fait la liaison entre le circuit présenté dans le paragraphe III.2.1 et le circuit présenté dans le paragraphe III.2.3. Le filtre OL, chargé à une extrémité par une impédance de $100\ \Omega$ (équivalent à la charge FI), est connecté à l'autre accès microruban de la transition OL (voir également le paragraphe II.2.3).

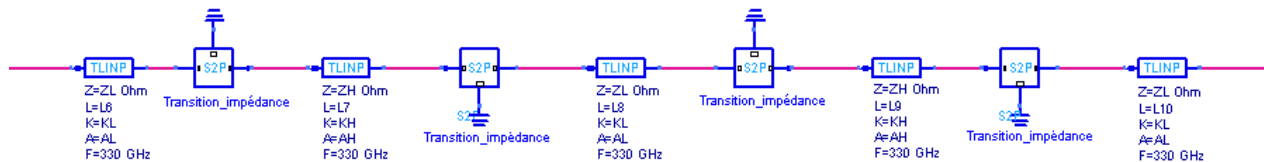


Fig. III.4 : Modélisation des filtres microrubans RF et OL avec ADS par une succession de lignes de propagations et de fichiers de données des transitions d'impédances.

Les filtres RF et OL décrits ci-dessus sont symbolisés sur la figure III.7 par le symbole:



La figure III.5 montre la simulation d'une transition d'impédances avec HFSS, avec les lignes de champs électriques du mode quasi-TEM au niveau du Port. Les 2 ports d'accès sont ramenés dans le plan de la transition.

La modélisation des filtres de manière distribuée permet de changer facilement la longueur de chaque section pour l'optimisation éventuelle du circuit. Pour l'étude de ce mélangeur, ces dimensions ont été fixées par ASTRUM. Les paramètres S du filtre distribué sont identiques aux paramètres S d'un filtre entier simulé sous HFSS.

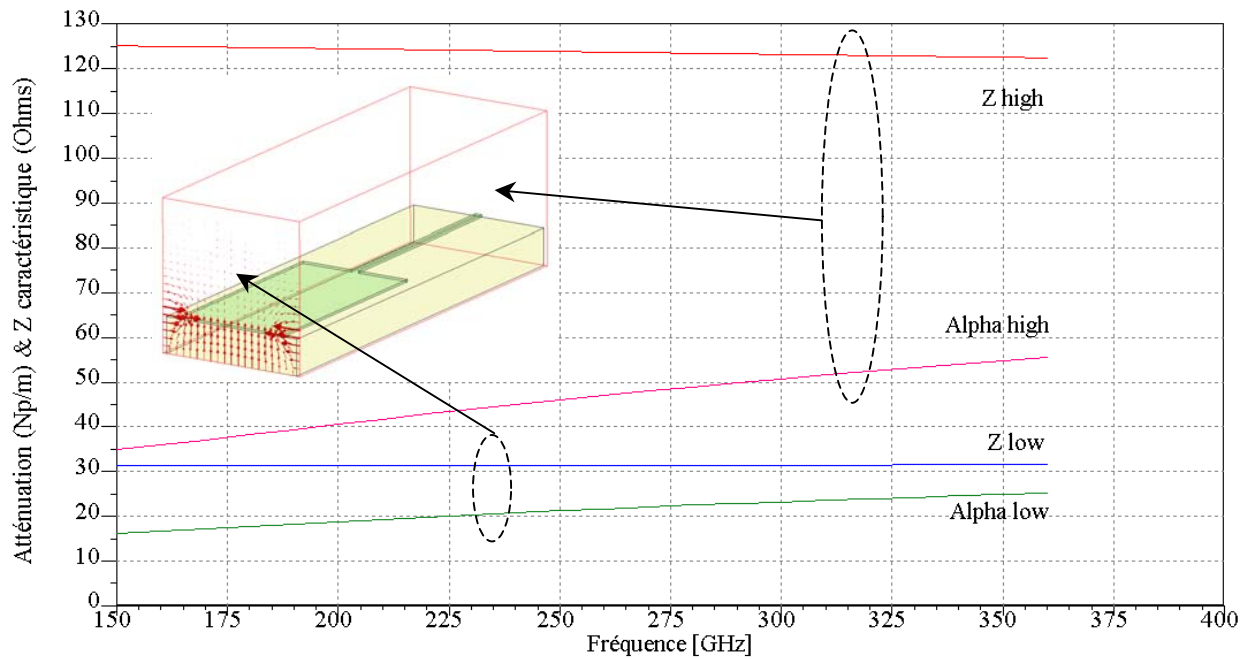


Fig. III.5 : Modélisation électromagnétique d'une transition d'impédances de lignes microrubans sous HFSS. Les ports définis aux extrémités servent à déterminer les paramètres électriques des lignes de transmission avec ADS.

III.2.3) Le couplage OL – transition guide-microruban

Le modèle 3D de la transition entre la guide OL et le circuit microruban est simulé sous HFSS (voir figure III.2). Le modèle comporte 4 ports : 2 ports en guide d'onde de part et d'autre de la transition et deux ports microrubans dans le canal de part et d'autre de la sonde. La structure ayant deux plans de symétrie, il est possible de définir des murs électriques et magnétiques lors de la simulation afin de réduire le temps de calcul d'un facteur 4. Les résultats de la simulation sont ensuite exportés sous forme d'un fichier de paramètres S dans le logiciel ADS. La figure III.6 montre le circuit équivalent du système d'injection de l'OL du mélangeur. Cette structure est composée de 2 court-circuits mobiles, un dans le plan E, l'autre dans le plan H, qui permettent de maximiser le couplage du signal de pompe aux diodes.

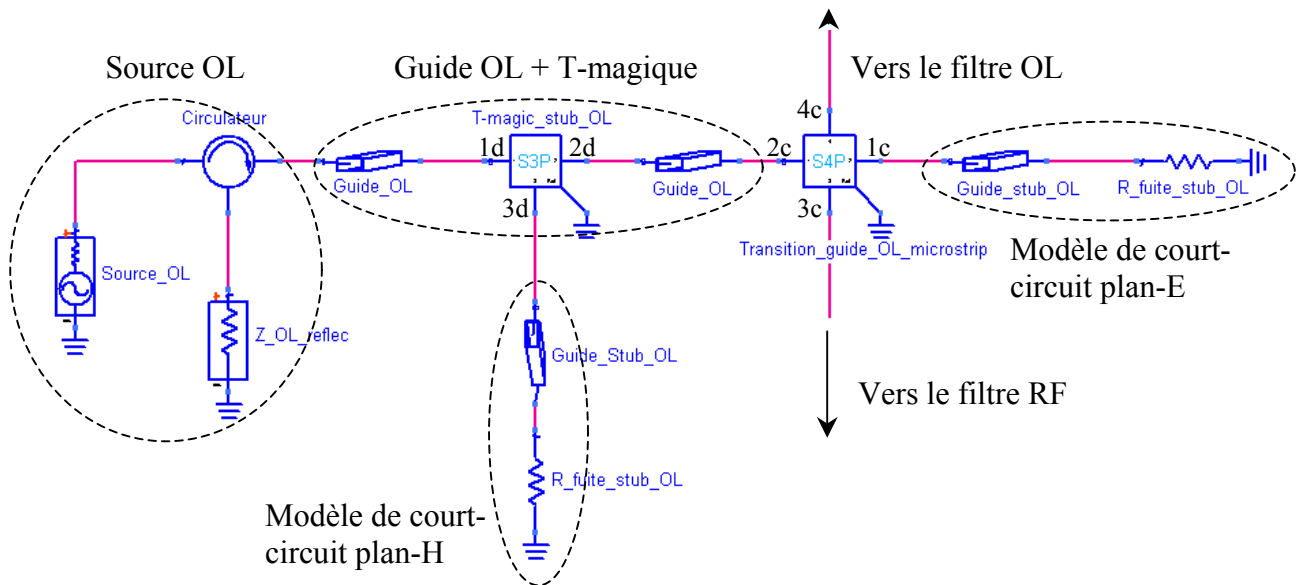


Fig. III.6 : Circuit équivalent de la partie OL du mélangeur tel qu'il est implanté dans ADS. Il inclue deux courts-circuits dans le plan E et H, et une transition guide-microruban simulée avec HFSS.

Un modèle de T-magique faisant la liaison entre le guide OL et le *stub* OL dans le plan H est simulé sous HFSS et importé sous forme d'un fichier de paramètres S-3 ports. Le modèle de « court-circuit » est identique à celui présenté au paragraphe III.2.1 pour le « court-circuit RF ». Une variation de la longueur des sections de guides qui constitue le modèle de *stubs* permet de reproduire le comportement des court-circuits mobiles lors des tests sur le mélangeur.

III.2.4) Le schéma équivalent complet

Le schéma équivalent complet permettant de simuler les performances du mélangeur MAMBO est présenté sur la figure III.7. Ce circuit reprend les différentes parties détaillées dans les paragraphes précédents. Les filtres RF et OL sont représentés par leur symbole. Ce circuit est ensuite simulé de manière non-linéaire (en utilisant le code d'Equilibrage Harmonique) pour déterminer les performances du mélangeur.

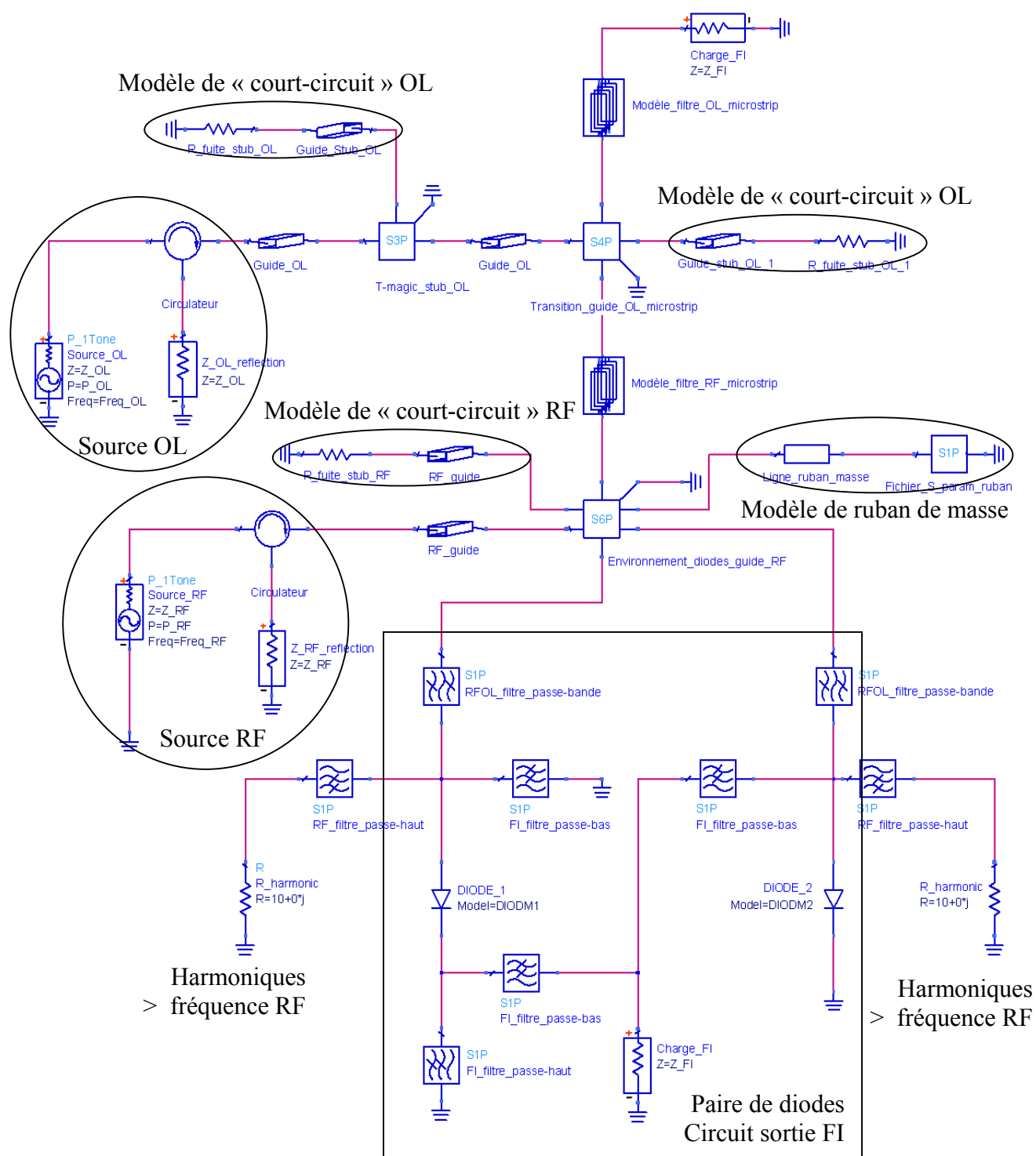


Fig. III.7 : Schéma du circuit équivalent complet implanté dans ADS permettant de simuler les performances du mélangeur MAMBO.

III.3) Comparaison entre les simulations et les mesures

Une fois le circuit équivalent du mélangeur subharmonique constitué, on peut effectuer une simulation non-linéaire en utilisant le code d'Equilibrage Harmonique d'ADS. Les résultats de simulation des performances du mélangeur sont ensuite comparés avec les performances mesurées sur le prototype de mélangeur MAMBO.

III.3.1) Procédure de détermination des performances simulées

Le but de la simulation du circuit présenté sur la figure III.7 est de reproduire de façon la plus fidèle possible la procédure de test du mélangeur, afin de comparer les performances mesurées et simulées. L'optimisation numérique de la position des courts-circuits se fait exclusivement sur les pertes de conversions, car il est très difficile de faire une optimisation sur la température de bruit du mélangeur. En effet, le calcul systématique de la température de bruit du mélangeur est très coûteux en temps de calcul. De plus, comme il a été dit dans le paragraphe II.2.2, seuls le bruit thermique et le bruit shot peuvent être calculés de manière automatique avec ADS. Le calcul du bruit d'Electron chaud nécessite une deuxième série de simulations, qui est incompatible avec le grand nombre d'itérations nécessaire à la procédure d'optimisation.

Pour se placer dans les conditions de test du mélangeur, une puissance d'OL de 10 mW en moyenne pour toutes les fréquences est considérée. Pour chaque point de fréquence, l'optimisation des performances du mélangeur se fait en agissant sur la longueur des sections de guides qui précèdent les résistances de fuite dans le modèle de « court-circuit », qui correspond à la position des courts-circuits dans les guides RF et OL. Le ruban de mise à la masse est défini dans le circuit par un tronçon de ligne dont la longueur est donnée par la longueur réelle du ruban mesurée sous binoculaires dans le bloc mécanique. La longueur du ruban est défini entre le bord du substrat de quartz et le point de soudure à la masse.

Une fois le circuit optimisé par rapport à ses pertes de conversions, les performances du mélangeur sont simulées et la température de bruit du mélangeur est calculée en incluant le bruit d'Electron Chaud (voir paragraphe II.2.2). Le calcul de la température de bruit du récepteur en DSB (température de bruit effectivement mesurée) se fait à partir de la

température de bruit et des pertes de conversions simulées du mélangeur en utilisant l'équation [I.1]. Les pertes quasi-optiques dues aux pertes dans le cornet et le guide d'onde RF sont estimées à environ 1 dB. Le facteur de bruit de la chaîne d'amplification FI est de 1 dB (voir paragraphe suivant).

III.3.2) Description du banc de mesure du mélangeur MAMBO

Les tests hétérodynes du mélangeur ont été effectués entre Décembre 2002 et Janvier 2003. Plusieurs diodes ont été testées dans une même mécanique. Le schéma du banc de test est présenté sur la figure III.8.

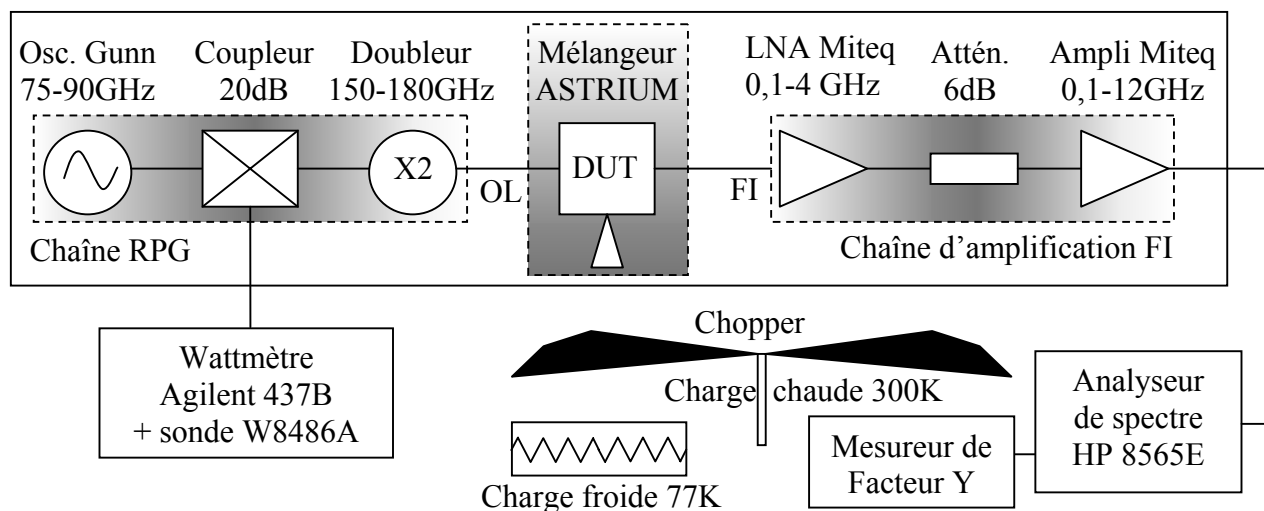


Fig. III.8 : Schéma du banc de test du mélangeur subharmonique MAMBO réalisé par ASTRIUM. La mesure de la température de bruit du récepteur, composé du mélangeur subharmonique et de la chaîne d'amplification FI, se fait par la méthode désormais classique du facteur Y.

Un cornet conique lisse en aluminium, dont la fréquence centrale de fonctionnement est 345 GHz, est directement connecté au guide d'onde RF circulaire du mélangeur.

L'accès en guide WR5 du mélangeur est connecté à une chaîne d'OL de la société RPG. Cette chaîne comprend un oscillateur à diode Gunn couvrant la bande 75-90 GHz, suivi d'un coupleur 20 dB en guides croisés. Ce dernier permet de prélever une faible partie du signal OL pour contrôler la fréquence et la puissance de sortie de la source Gunn. Le deuxième étage de la chaîne OL est composé d'un doubleur de fréquence utilisant des diodes Schottky Varactor à « Whisker », qui permet de couvrir la bande de sortie 150-180 GHz. Deux courts-circuits mobiles sur l'oscillateur à diode Gunn permettent de faire varier la fréquence et la

puissance couplée aux étages suivants. Deux courts-circuits mobiles montés sur le doubleur de fréquence permettent de maximiser le rendement de multiplication à la deuxième harmonique en adaptant au mieux le couplage du signal entre le premier et le deuxième étage, et en couplant le maximum de puissance en sortie du doubleur. La puissance disponible dans la bande OL (150-180 GHz) est de l'ordre de 10 à 16 mW.

La sortie FI du mélangeur par le connecteur SMA est reliée à une chaîne d'amplification FI comprenant un amplificateur faible bruit (LNA) de la société Miteq fonctionnant dans la bande 0,1 GHz et 4 GHz, un atténuateur, et un amplificateur à large bande de la société Miteq fonctionnant entre 0,1 GHz et 12 GHz. Le facteur de bruit de l'amplificateur LNA est d'environ $0,9 \text{ dB} \pm 0,1 \text{ dB}$ dans la bande 0,1-4 GHz. Le facteur de bruit total de la chaîne d'amplification FI est estimé à environ 1 dB. La sortie de la chaîne d'amplification est connectée à un analyseur de spectre HP8565E centré sur 1 GHz. La résolution maximale est de 1 dB/div. Afin d'avoir une résolution supérieure, la sortie FI de l'analyseur (3,6 MHz) est connectée à un wattmètre HP436 qui possède une résolution de 0,1 dB/div.

Afin de déterminer la température de bruit du récepteur comprenant le mélangeur MAMBO et la chaîne d'amplification FI, on utilise la méthode du facteur Y. Une charge chaude (absorbant à la température ambiante) et une charge froide (absorbant plongé dans un bain d'azote liquide) sont alternativement présentées devant le cornet du mélangeur. Pour cela, les pales d'une hélice recouvertes d'un absorbant à température ambiante, croisent périodiquement la ligne de vue entre le mélangeur et un absorbant plongé dans un bain d'azote liquide, comme le montre la figure III.8. Le rapport des puissances en sortie de la chaîne FI entre la charge chaude et froide permet de déterminer sa température de bruit DSB.

$$T_{recDSB} = \frac{T_C - Y \cdot T_F}{Y - 1} \text{ avec } Y = \frac{P_C}{P_F} \quad [\text{III.6}]$$

T_{recDSB} : température de bruit du récepteur DSB en K

T_C : température effective de la charge chaude à la température ambiante

T_F : température effective de la charge froide plongée dans un bain d'azote liquide

P_C : Puissance de sortie de la chaîne FI quand la charge chaude est placée devant le mélangeur

P_F : Puissance de sortie de la chaîne FI quand la charge froide est placée devant le mélangeur

III.3.3) Calcul de la température effective des charges chaudes et froides

Aux longueurs d'ondes millimétriques, la température de brillance d'un corps noir est assimilée à sa température physique, car la loi de Planck se réduit à l'approximation de Rayleigh-Jeans. Cependant, cette approximation n'est plus tout à fait exacte aux longueurs d'ondes submillimétriques et à basse température. La température effective des charges chaudes et froides utilisées pour la mesure de la température de bruit du récepteur, a donc été calculée selon la loi de Planck. D'après [Kraus 86], elle est donnée par la relation :

$$T_{eff} = \frac{\alpha}{(e^{\alpha} - 1)} \cdot T_0 \text{ avec } \alpha = \frac{h \cdot \nu}{k_B \cdot T_0} \quad [\text{III.7}]$$

avec h : la constante de Planck, et ν la fréquence considérée.

A 330 GHz, l'équation [III.7] nous donne :

pour une charge dont la température physique T_0 est 77 K : $T_F = 69,3$ K

pour une charge dont la température physique T_0 est 293 K : $T_C = 285,14$ K

Pour la détermination de la température de bruit mesurée du récepteur, l'approximation de Rayleigh-Jeans (en prenant $T_F = 77$ K et $T_C = 293$ K) reviendrait à faire une erreur minime d'environ 5 à 10 K.

III.3.4) Comparaison entre les mesures et les simulations

Au cours de la campagne de mesures, la position des courts-circuits du mélangeur ont été optimisées pour maximiser le facteur Y et minimiser sa température de bruit. De plus, la longueur du ruban d'or de mise à la masse est progressivement raccourcie de 650 μm à 150 μm afin d'évaluer son influence sur la température de bruit du récepteur. A chaque nouvelle longueur du ruban de masse, les performances sont mesurées en plusieurs points de fréquence.

Les résultats de la 1^{ère} campagne de mesures sont présentés sur la figure III.9. La température de bruit mesurée du récepteur DSB est représentée par les triangles. La courbe pleine épaisse présente la température de bruit simulée en prenant en compte une estimation du bruit d'électron chaud. La courbe en pointillés représente la température de bruit DSB du récepteur avec uniquement le modèle de bruit thermique et shot de la diode Schottky.

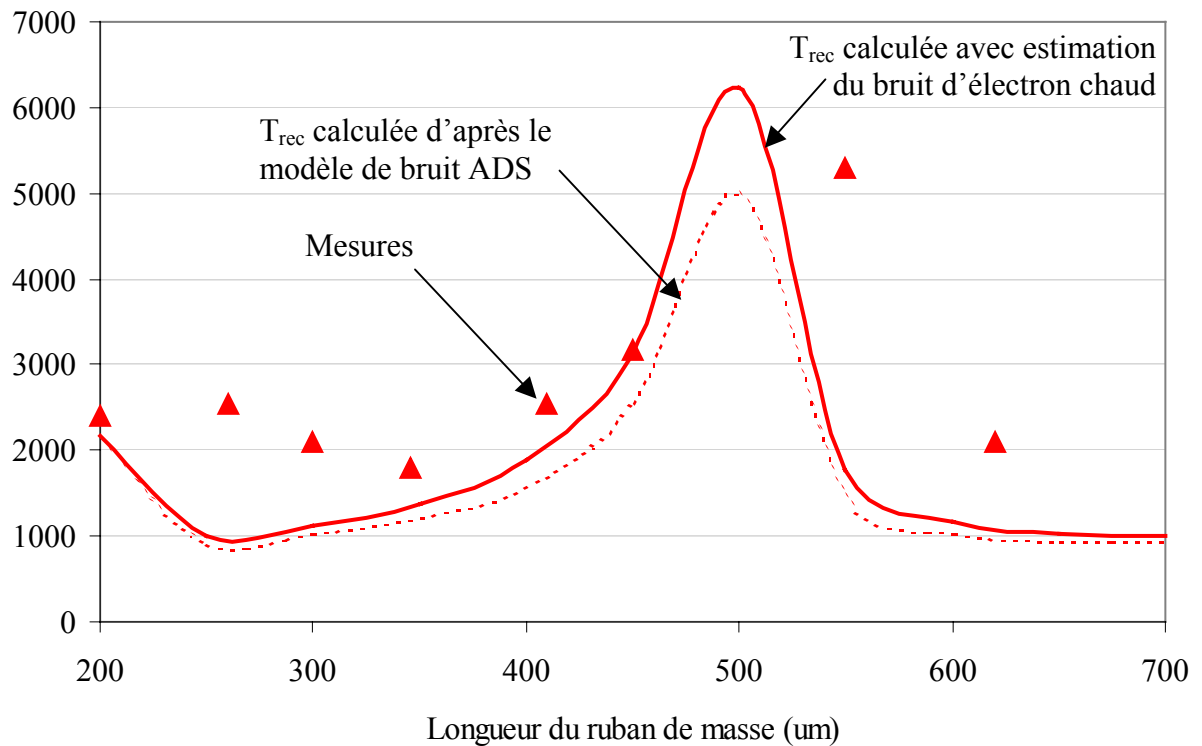


Fig. III.9 : Température de bruit du récepteur DSB mesurée à 329 GHz en fonction de la longueur du ruban de mise à la masse.

La longueur du ruban de masse joue un rôle important dans l'adaptation d'impédance au niveau des diodes, et certaines longueurs (ici 550 μm) entraînent une résonance qui dégrade les performances du mélangeur de manière significative. Cette résonance se retrouve également en simulation, mais à une longueur sensiblement différente (500 μm).

Durant le montage du mélangeur, la diode Schottky s'est trouvée décalée de 15 μm par rapport à sa position théorique sur le substrat de quartz, le substrat de quartz étant lui-même décalé de 75 μm par rapport à sa position théorique dans le bloc mélangeur. Ces décalages ont été pris en compte dans les simulations HFSS. Ne pouvant pas re-décoller le ruban de mise à la masse une fois raccourci au maximum, le circuit quartz ainsi que le composant ont été changés ultérieurement pour la deuxième campagne de mesures.

Les figures III.10 & III.11 présentent les résultats, resp. à 349 GHz et 329 GHz, de la deuxième campagne de mesures, ainsi que les résultats de simulations associés. Lors de cette campagne, il a été décidé de ne pas raccourcir le ruban de mise à la masse à moins de 400 μm, ce qui explique qu'il n'y ait plus de point de mesures en dessous de cette valeur.

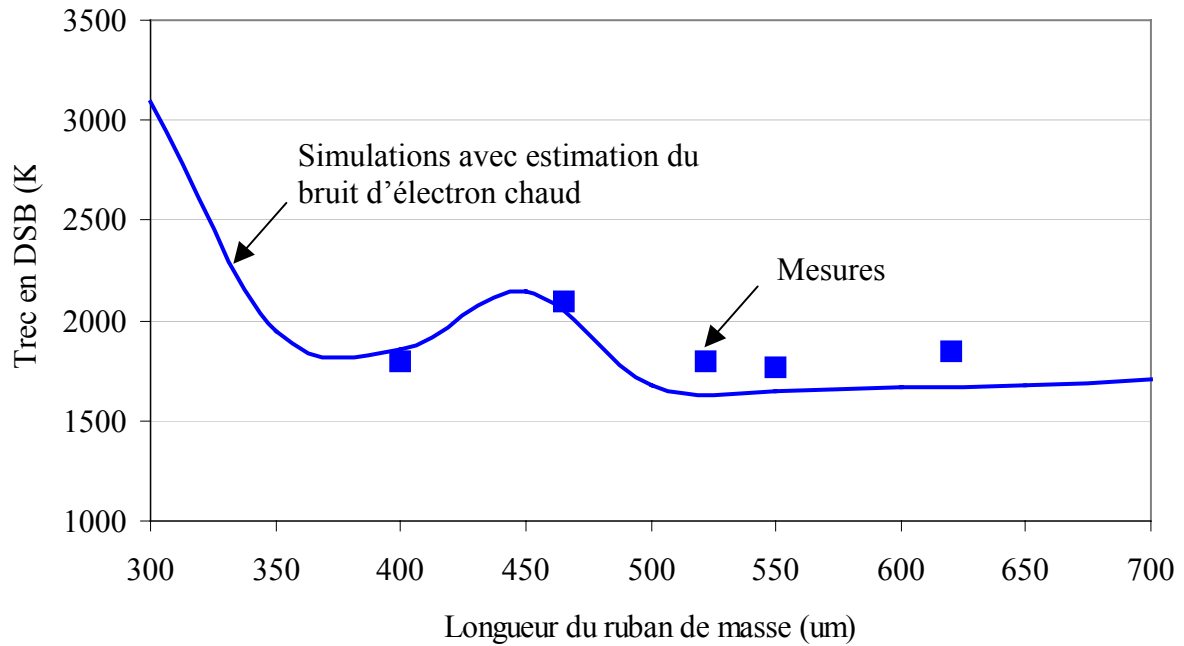


Fig. III.10 : Mesure des performances du récepteur à 349 GHz en fonction de la longueur du ruban de mise à la masse (carrés) et comparaison avec les simulations (courbe pleine). Le calcul de la température de bruit inclue une estimation du bruit d'Electron Chaud.

Cette fois encore, les résultats de simulation sont en accord avec la température de bruit mesurée. Dans ce nouveau mélangeur, le circuit quartz est décalé de 70 μm comme précédemment, mais la diode est centrée sur le substrat de quartz.

La figure III.11 montre l'influence de la position du composant sur les performances du récepteur à la fréquence de 329 GHz. En effet, la variation des performances par rapport à la longueur du ruban de mise à la masse est différente de celle obtenues lors de la 1^{ère} campagne de mesures. Cette différence, reproduite en simulation, est vraisemblablement due à la différence de position de la paire de diodes sur le substrat quartz qui modifie la longueur électrique de la ligne de mise à la masse de la paire de diodes aux fréquences RF, et donc le pic de résonance.

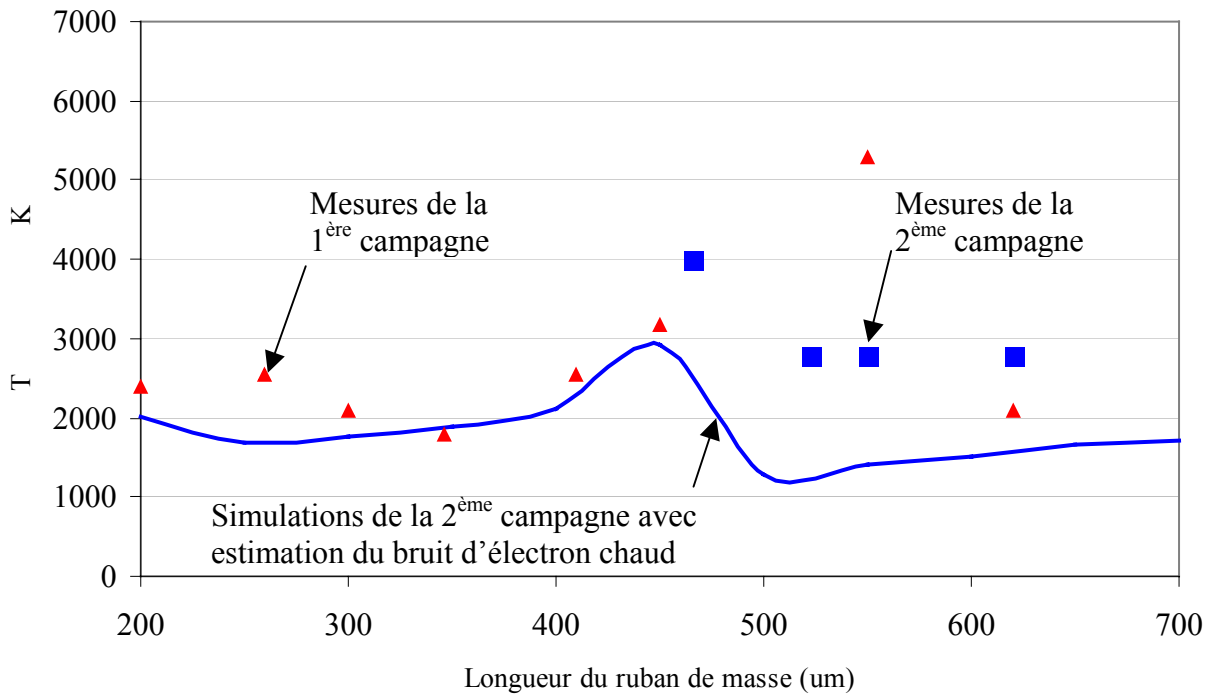


Fig. III.11 : Mesure des performances du récepteur à 329 GHz en fonction de la longueur du ruban de mise à la masse (carrés) lors de la 2^{ème} campagne de mesures et comparaison avec les simulations (courbe pleine). Les points de mesures correspondant à la 1^{ère} campagne de mesure (triangles) permettent de montrer la sensibilité des performances par rapport à la précision de montage des diodes sur le circuit microruban.

Comparaison de la puissance OL nécessaire. Il est relativement difficile de faire une comparaison directe entre les simulations et les mesures car, n'ayant pas de sonde calibrée dans cette gamme de fréquences lors des campagnes de mesures, la valeur de la puissance OL mesurée n'était pas précise. Cependant, la valeur nécessaire pour obtenir les meilleures performances se situe, suivant les fréquences et la longueur du ruban, entre 7 mW et 12 mW dans les deux cas.

En conclusion, le modèle numérique développé reproduit de façon satisfaisante les performances du mélangeur conçu et testé par ASTRIUM. Les deux campagnes de mesures successives, entraînant des variations sensibles de la position des composants, ont pu mettre en évidence la sensibilité des performances aux imprécisions de montage.

Dans la perspective de concevoir un mélangeur sans accord mobile, il est important d'étudier cette sensibilité des performances pour différentes architectures de mélangeurs. Le modèle numérique développé dans cette étude et validée par les mesures précédentes permet d'étudier plusieurs architectures de mélangeurs et la sensibilité des performances aux incertitudes de montage de la paire de diode Schottky planaire et du circuit sur quartz dans le bloc mélangeur.

III.4) Etude de la sensibilité de plusieurs mélangeurs

Si l'on considère les études et développements des mélangeurs en guide d'onde utilisant des diodes Schottky planaires en ondes millimétriques et submillimétriques publiés jusqu'à présent, on peut distinguer deux types principaux d'architectures : un type où le composant planaire est situé dans le guide d'onde d'entrée, et l'autre où le composant planaire est situé dans un canal de propagation. D'autres types d'architectures existent également (par exemple une architecture en *finline* [Meier 82] ou [Bertram 99]), mais le cas n'est pas traité dans cette étude. La comparaison des résultats de mesures obtenus avec ces deux types d'architecture avait déjà fait l'objet d'une étude par [Hesler 97] dans le cas de mélangeurs fondamentaux utilisant des diodes Schottky planaires.

Le but de ce paragraphe est d'une part de comparer ces deux types d'architecture en termes de sensibilité de montage et de performances, et d'autre part de choisir celle qui présente le moins de sensibilité aux imprécisions de montage pour concevoir un mélangeur large bande sans accord mobile. Pour cela, deux modèles numériques de mélangeurs sans accord mobile ont été conçus et simulés.

III.4.1) Etude de sensibilité du 1^{er} mélangeur

Le 1^{er} type de mélangeur sans accord mobile modélisé est représenté sur la figure III.12. Il possède une paire de diodes Schottky reportée sur un substrat de quartz et placée dans le guide RF. Ce modèle numérique est fortement inspiré de l'architecture de mélangeur conçu par ASTRIUM (voir figure III.7) avec certaines modifications :

les modèles de courts-circuits mobiles ont été supprimés et remplacés par un modèle de courts-circuits fixes (équivalent à une résistance de fuite de $0\ \Omega$ dans le circuit de la figure III.3 et III.7). La position des courts-circuits fixes (correspondant aux longueurs l_1 et l_2 de la figure III.12), la distance entre le T-magique et la transition guide-ligne microruban (voir figure III.6), les filtres RF et OL et la longueur du ruban de mise à la masse l_3 ont été optimisés pour avoir des pertes de conversion minimum dans la bande 330-345 GHz.

Toutes les optimisations sont faites de manière non-linéaire: à chaque itération, les pertes de conversion sont calculées à l'aide du code d'Equilibrage Harmonique d'ADS. La puissance d'OL disponible est fixée à 5 mW.

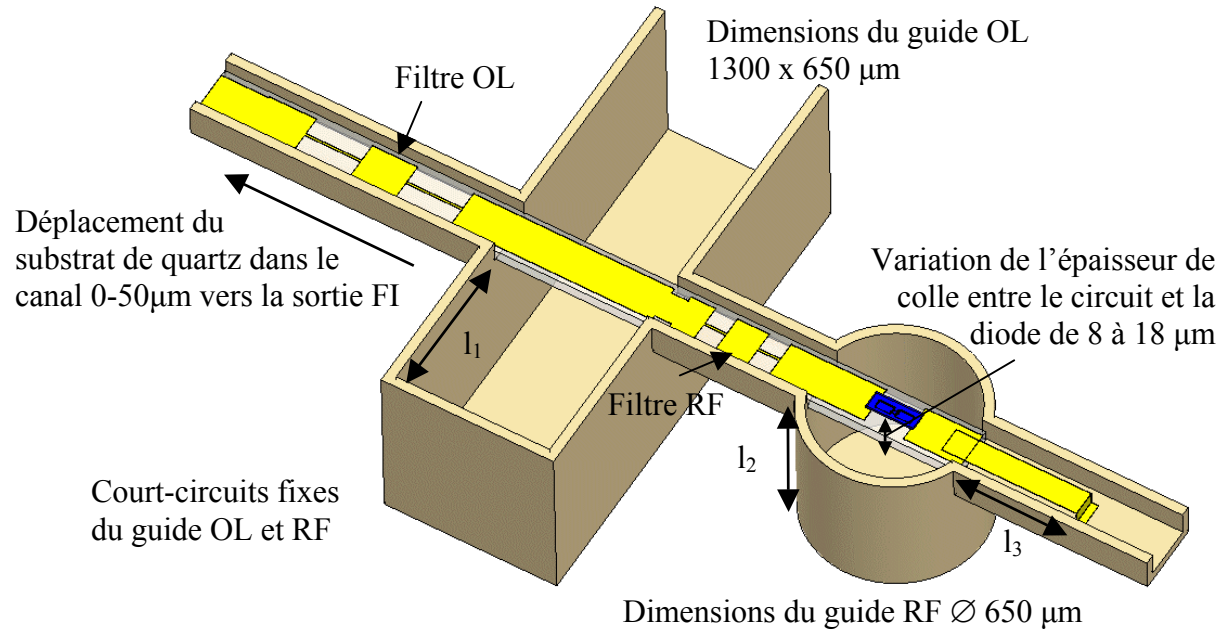


Fig. III.12 : Vue 3D du mélangeur sans accord mobile dérivé de l'architecture du mélangeur MAMBO. Les courts-circuits sont modélisés comme des tronçons de guides sans résistance de fuite. Les éléments des filtres microrubans ont été ré-optimisés pour couvrir la bande 330-345 GHz.

Une fois le modèle de mélangeur établi et optimisé pour la bande 330-345 GHz, les positions de la diode sur le circuit microruban et du circuit dans le mélangeur sont modifiées et les performances du mélangeur sont recalculées. L'épaisseur de la colle conductrice Epoxy permettant de coller la paire de diodes sur le circuit quartz est définie entre 8 µm à 18 µm, et le substrat quartz est décalé de 0 à 50 µm vers la sortie IF. La paire de diodes est centrée par rapport au circuit quartz. Les résultats de simulation présentés sur la figure III.13 donnent la température de bruit du récepteur DSB. Cette température de bruit du récepteur est calculée à partir de la température de bruit et des pertes de conversions simulées du mélangeur, en utilisant l'équation [I.1]. Des pertes quasi-optiques de 0,7 dB sont considérées dans le calcul. Le facteur de bruit de la chaîne d'amplification FI est fixé à 1 dB. La contribution du bruit d'Electron Chaud, définie au paragraphe II.2.3, n'a pas été prise en compte au cours des simulations.

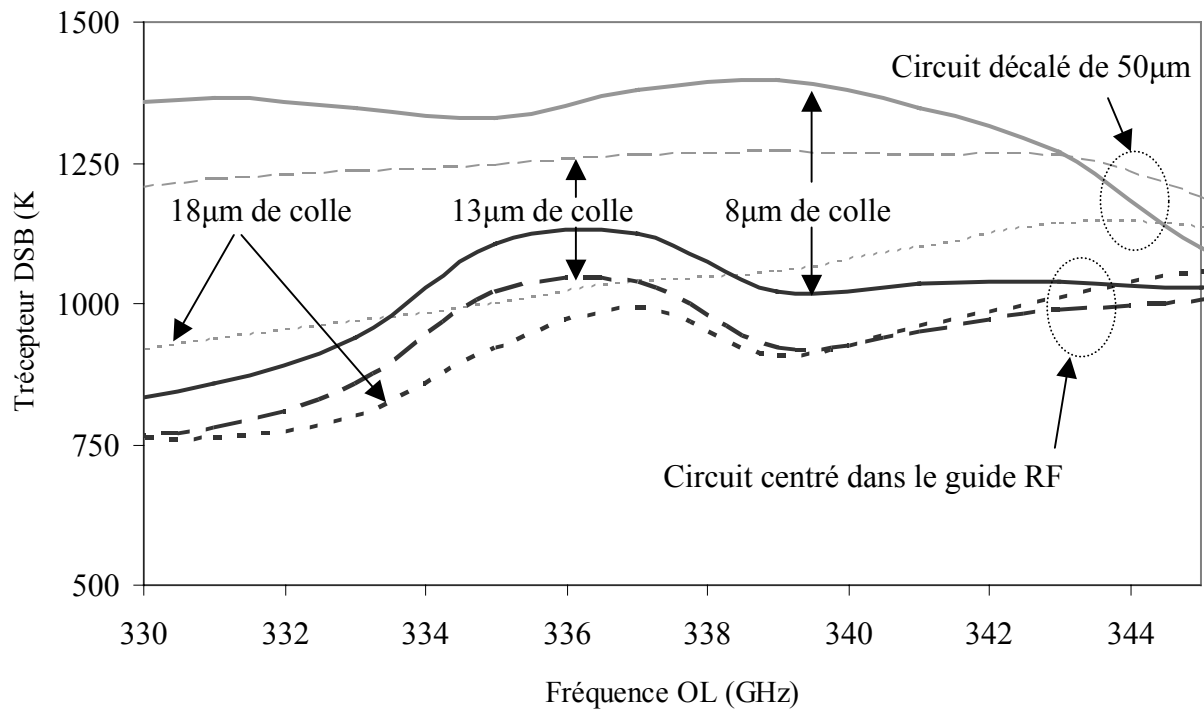


Fig. III.13 : Etude de sensibilité du récepteur utilisant un 1^{er} mélangeur sans accord mobile représenté sur la figure III.12. La paire de diodes est située dans le guide RF. L'épaisseur de colle est fixée successivement entre 8 μm et 18 μm et le quartz est décalé de 0 μm à 50 μm dans le canal vers la sortie FI.

D'après les résultats présentés sur la figure III.13, les performances de bruit du mélangeur calculée varient sensiblement avec l'épaisseur de colle quand le circuit quartz est correctement positionné (correspondant à une paire de diodes centrée dans le guide RF), et dramatiquement quand le circuit est décalé de 50 μm vers la sortie FI.

III.4.2) Etude de sensibilité du 2^{ème} mélangeur

Le deuxième type de mélangeur sans accord mobile a été conçu avec une paire de diodes planaires dans le canal inter-guides. L'architecture du mélangeur est présentée sur la figure III.14. Ce modèle préfigure le mélangeur large bande sans accord mobile décrit au chapitre IV.

Dans ce design, le circuit microruban est retourné et suspendu dans le canal par ses extrémités. Les avantages liés à cette configuration sont décrits en détail dans le chapitre suivant. De même que le mélangeur précédent, les courts-circuits mobiles sont remplacés par des courts-circuits fixes. Les guides RF et OL ont été réduits de moitié en hauteur, ce qui permet d'élargir la bande passante du mélangeur [Hesler-2 97].

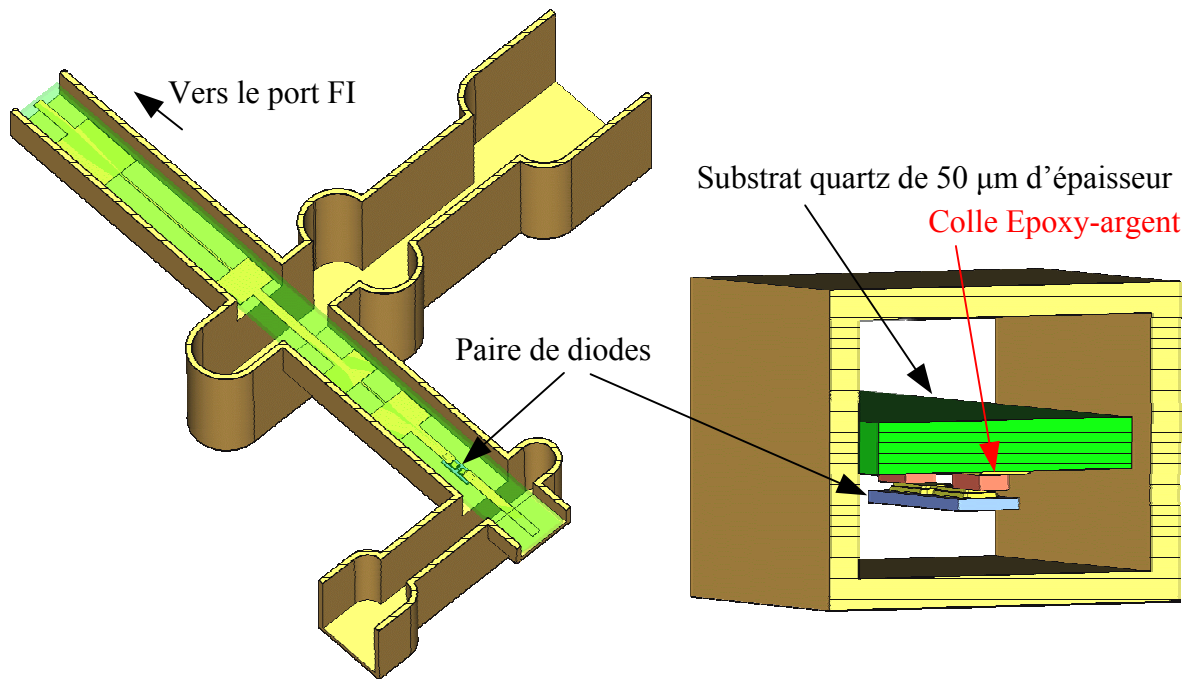


Fig. III.14 : Vue du 2^{ème} type mélangeur sans accord mobile simulé pour l'étude de sensibilité. La paire de diodes reportée sur le circuit est placée dans le canal, entre le guide RF et OL. Le circuit quartz est suspendu dans le canal.

Dans le guide OL, une autre section de guide de largeur moitié a été ajoutée entre deux sections de guide de largeur normale afin d'adapter le signal OL sur une plus grande bande passante. Les transitions guide-lignes suspendues RF et OL sont constituées de lignes sur quartz traversant les guides réduits dans le plan E.

Le modèle numérique de ce mélangeur est identique à celui présenté sur la figure III.7. Les longueurs des sections des filtres et sections d'adaptation dans les guides RF et OL ont été optimisées à l'aide du code d'Equilibrage Harmonique d'ADS pour minimiser les pertes de conversions dans la bande 330-345 GHz, avec un minimum de 2,5 mW de puissance OL. Une fois ces dimensions optimisées, la section du mélangeur comprenant la paire de diode est simulée sous HFSS avec différentes épaisseurs de colles, et les fichiers de paramètres S sont importés dans ADS pour simuler les performances du mélangeur. Enfin, le circuit quartz est décalé de 50 µm vers la sortie FI et le modèle est re-simulé. Les résultats présentés à la figure III.15 montrent la température de bruit DSB du récepteur calculée à partir de la température de bruit et des pertes de conversions simulées du mélangeur. Les pertes quasi-optiques ainsi que la température de bruit de la chaîne FI sont identiques aux valeurs précédentes dans le paragraphe. La contribution du bruit d'Electron Chaud n'est pas prise en compte ici.

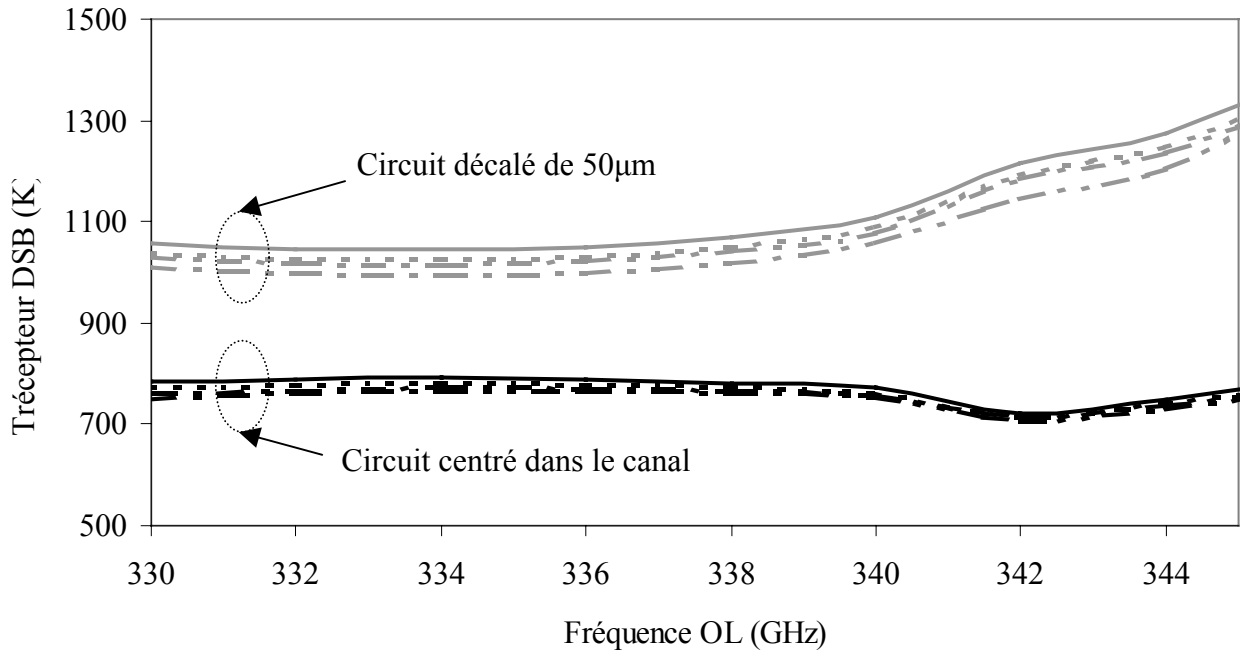


Fig. III.15 : Etude de sensibilité du récepteur utilisant le nouveau mélangeur illustré à la figure III.14. L'épaisseur de colle est fixée successivement entre 8 μm et 18 μm et le quartz est décalé de 0 μm à 50 μm dans le canal vers la sortie FI.

D'après les résultats de la figure III.15, la variation de l'épaisseur de colle affecte de la même manière les performances du mélangeur quand le circuit est positionné correctement dans le canal, et quand il est décalé de 50 μm vers la sortie FI. En comparant ces résultats avec ceux présentés sur la figure III.13, on peut en déduire que le mélangeur présenté figure III.14 est moins sensible aux incertitudes de montage que le mélangeur présenté figure III.12.

Sur ces deux exemples d'architecture, il semble que la position de la diode dans le guide d'onde RF ou dans le canal inter-guides joue un rôle crucial sur la sensibilité du mélangeur aux incertitudes de montage. Ce constat avait également été formulé par [Bradley 92] pour l'étude d'un tripleur de fréquence dont la diode Schottky planaire était placée dans le guide de sortie. Or, pour la conception d'un mélangeur utilisant une technologie de diodes Schottky planaires reportées sur un substrat de quartz, ces imprécisions de montages peuvent être évaluées à environ 5 μm pour le positionnement de la paire de diodes sur le circuit microruban, et de 5 μm à 10 μm pour le positionnement du substrat de quartz dans le bloc mécanique. Si l'on souhaite concevoir un mélangeur sans accord mobile utilisant cette technologie reportée, une architecture de mélangeur où le composant est placé dans le canal

est donc préférable. Le chapitre suivant décrit la conception, la réalisation et les tests d'un mélangeur subharmonique large bande, sans accord mobile.

Conclusion du chapitre

Un modèle numérique complet de mélangeur subharmonique à diodes Schottky a été conçu et validé par la comparaison des performances simulées et mesurées sur un prototype développé par la société ASTRIUM. Ce modèle utilise de simulations non-linéaires pour calculer les performances du mélangeur en termes de pertes de conversions et de température de bruit. Grâce à ce modèle, une étude de sensibilité a été menée sur deux types de mélangeurs, en fonction de la position du composant Schottky planaire sur le substrat et du substrat de quartz dans le bloc mécanique du mélangeur. Les résultats ont montré que les performances simulées sont significativement moins sensibles aux imprécisions de montage lorsque la paire de diodes est placée dans le canal plutôt que directement dans le guide RF.

Nous allons maintenant pouvoir concevoir un mélangeur subharmonique sans accord mobile robuste et optimiser numériquement l'architecture afin d'élargir la bande passante instantanée, réduire la puissance OL nécessaire, et améliorer sa sensibilité.

IV) Conception du mélangeur large bande sans accord mobile

Dans le chapitre III, nous avons pu élaborer un modèle numérique équivalent à une architecture complète de mélangeur. La simulation des performances, ainsi que l'optimisation de la structure des mélangeurs étudiés précédemment utilisaient un code d'Equilibrage Harmonique. Le temps de calcul nécessaire était par conséquent relativement long. Dans le chapitre II, nous avons pu simuler avec ce même code d'Equilibrage Harmonique le régime optimum de fonctionnement d'un mélangeur idéal comprenant les modèles électriques de chaque barrière Schottky, et linéariser ce système. Cela nous a permis de déterminer les impédances de chaque diode et les impédances d'accès aux fréquences RF et OL pour une puissance de pompe optimale. Nous allons maintenant utiliser les modèles développés dans ces deux chapitres précédents pour optimiser numériquement et de manière linéaire un modèle de mélangeur large-bande sans accord mobile.

IV.1) Le modèle numérique de mélangeur

La structure générale du mélangeur large-bande est présentée sur la figure IV.1. Tout comme le mélangeur sans accord mobile présenté précédemment dans le paragraphe précédent (III.4.2), ce mélangeur possède des guides d'ondes RF et OL parallèles et dans un même plan E. Cette configuration permet un usinage mécanique en deux demi blocs, facile et peu coûteux. Le canal de 200x200 μm qui reçoit le circuit du mélangeur traverse les guides RF et OL perpendiculairement. Ce circuit est également parallèle au plan E des guides RF et OL. La paire de diodes Schottky planaire est reportée sur ce circuit en position inversée (*flip-chip* en anglais) puis collée à l'aide d'une colle conductrice Epoxy-argent (Ref. H20E). Le circuit est ensuite reporté également en position inversée dans le demi-bloc métallique inférieur et suspendu par ses extrémités dans le canal. Cette configuration du circuit possède trois avantages : le premier est de pouvoir supprimer le ruban de mise à la masse et donc de réduire la complexité de fabrication du mélangeur. Le deuxième avantage est de pouvoir contrôler le point de mise à la masse de façon très précise : en effet, le circuit sur substrat de quartz peut être positionné dans le canal avec une précision d'environ 5 μm à l'aide de micromanipulateurs, tout comme la paire de diodes l'est sur le circuit. Le troisième avantage est que les pertes d'une ligne de transmission suspendue dans un canal sont sensiblement

moins importantes que celles d'une ligne microruban dont le circuit quartz est déposé dans le fond du canal, comme les simulations le montrent ultérieurement. Comme l'étude de sensibilité faite précédemment le suggère, la paire de diode est positionnée dans le canal entre le deux guides d'ondes RF et OL, ce qui permet d'avoir des courts-circuits fixes.

De la même manière que pour le mélangeur MAMBO, les différentes parties du mélangeur sont simulées séparément sous HFSS, puis importés dans ADS. Le circuit mélangeur est ensuite optimisé de manière linéaire.

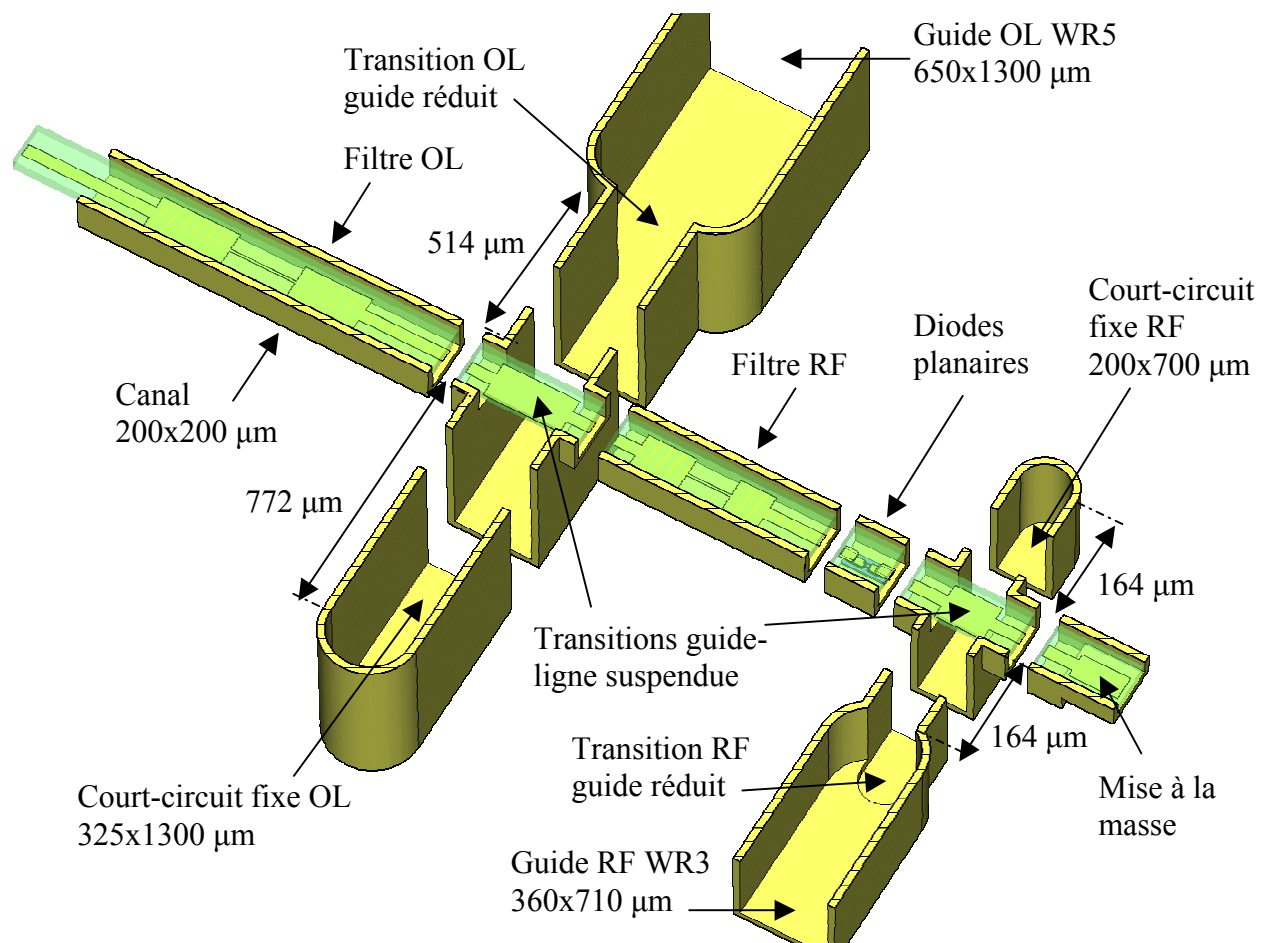


Fig. IV.1 : Vue éclatée du mélangeur large-bande sans accord mobile, comprenant les différentes parties telles qu'elles sont simulées sous HFSS.

Le circuit global du mélangeur tel qu'il est implanté dans ADS est représenté sur la figure IV.2.

Contrairement au circuit du mélangeur MAMBO présenté au chapitre III.2, Ce circuit peut être simulé linéairement, car il ne contient pas d'éléments actifs tels les modèles de diodes Schottky. L'optimisation ne se fait plus à partir du calcul des performances (pertes de

conversions) mais à partir du couplage entre les ports des sources RF/OL et les impédances des diodes aux fréquences RF/OL. Les modèles non-linéaires de diodes sont en effet remplacés par leurs impédances aux fréquences RF et OL calculées au paragraphe II.2.4 pour une puissance de pompe OL de 1,5 mW.

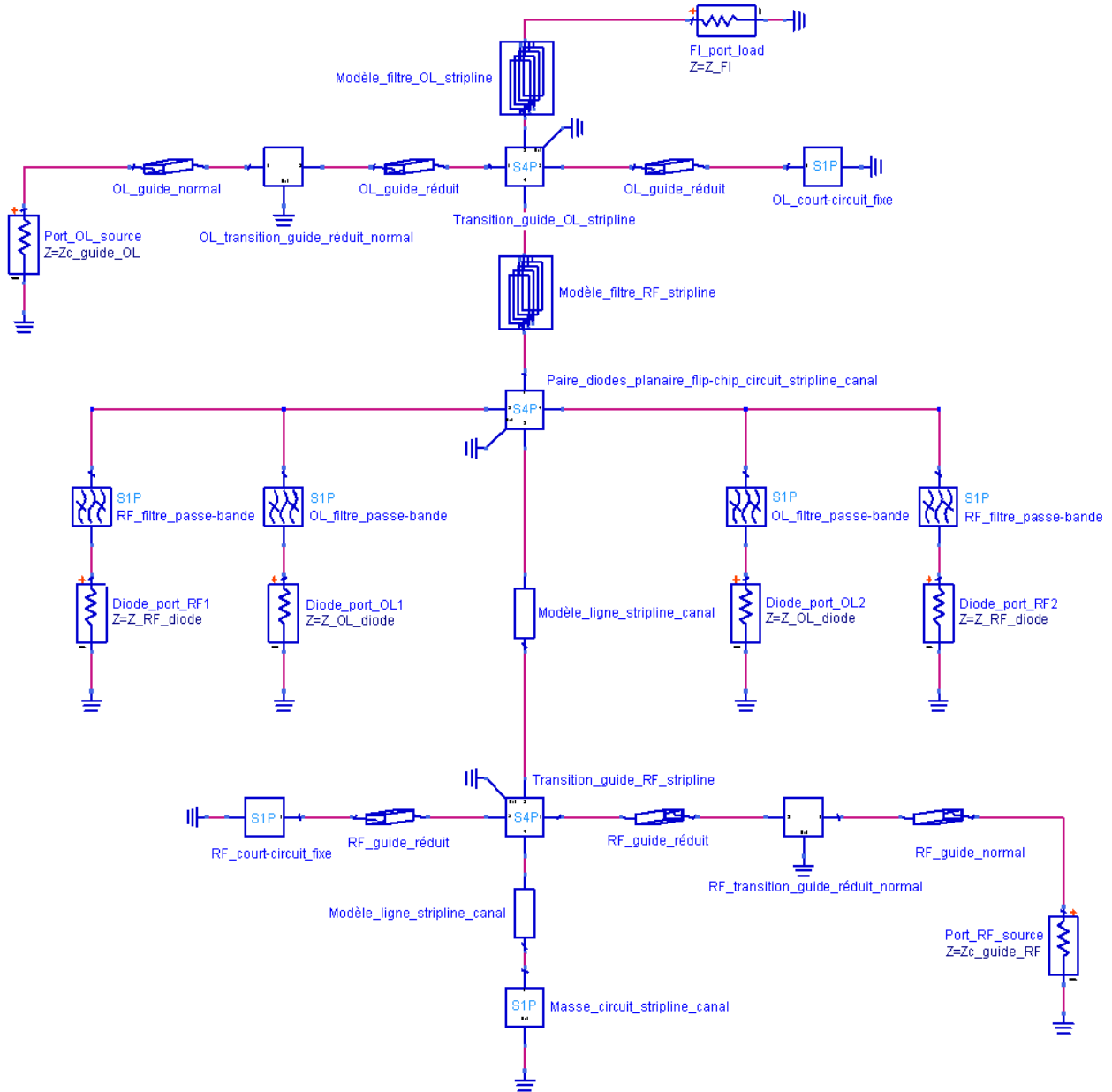


Fig. IV.2 : Circuit équivalent linéaire du mélangeur large-bande implanté dans ADS.

Nous allons maintenant détailler l'implantation de chaque partie dans ADS.

IV.1.1) L'environnement de la paire de diodes dans le canal

La paire de diodes planaires telle qu'elle est modélisée avec HFSS est représentée sur la figure IV.3. Le composant planaire est reporté et collé sur le substrat quartz avec une colle Epoxy-argent dont la conductivité est estimée à $C=2.10^6$ S/m. Le substrat quartz d'une épaisseur de 50 μm est suspendu dans le canal à une hauteur de 75 μm . 4 ports sont définis lors de la simulation électromagnétique : 2 ports en guide connectés aux lignes suspendues du canal de part et d'autre de la paire de diodes, et deux micro-ports coaxiaux tels qu'ils sont définis au chapitre II.3 au niveau des jonctions Schottky. Les résultats de la simulation sont exportés sous forme d'un fichier 4 ports dans ADS (voir figure IV.2, le fichier S4P intitulé « Paire_diodes_planaire_flip-chip_circuit_stripline_canal »).

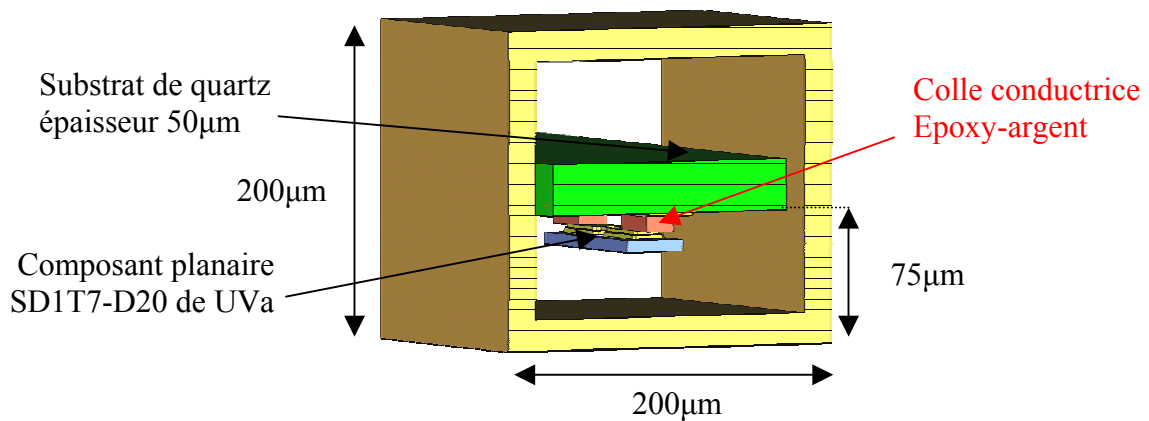


Fig. IV.3 : Modèle 3D de la paire de diodes Schottky planaires reportée sur le substrat quartz suspendu dans le canal du mélangeur.

Dans cette partie, les diodes sont représentées par leurs impédances aux fréquences RF et OL calculées précédemment pour une puissance de pompe OL de 1,5 mW. Des filtres idéaux permettent de sélectionner les impédances de diodes en fonction de la fréquence. Etant donné qu'il s'agit d'une simulation linéaire, il n'est pas nécessaire de se soucier des harmoniques supérieures à la fréquence RF, comme c'est le cas lors de la simulation non-linéaire.

IV.1.2) Les filtres RF et OL

Les filtres RF et OL sont modélisés de manière identique à celle décrite dans le chapitre III.2.2, c'est-à-dire distribuée. Les transitions d'impédances sont simulées avec HFSS et les caractéristiques électriques des ports servent de paramètres aux modèles de lignes de propagation disponibles dans ADS. Nous pouvons voir sur la figure IV.5 les caractéristiques électriques des deux ports haute impédance et basse impédance de la transition simulée avec

HFSS. Les 2 ports d'accès sont ramenés (*de-embedded* en anglais) dans le plan de la transition. Les parois du canal sont considérées comme des conducteurs parfaits. On peut constater que l'impédance de la ligne haute impédance (Z_{high}) est variable avec la fréquence. Il est donc nécessaire de séparer le modèle de filtres RF et OL en plusieurs composantes fréquentielles. Des filtres idéaux en début et fin de chaque *sous-filtre* distribué permettent de faire une sélection des caractéristiques de lignes en fonction de la fréquence. Le circuit équivalent des filtres RF et OL est représenté sur la figure IV.4. Dans le schéma ci-dessous, la bande de fréquences totale (140-370 GHz) est discrétisée en quatre sous-bandes, correspondant à quatre *sous-filtres* différents.

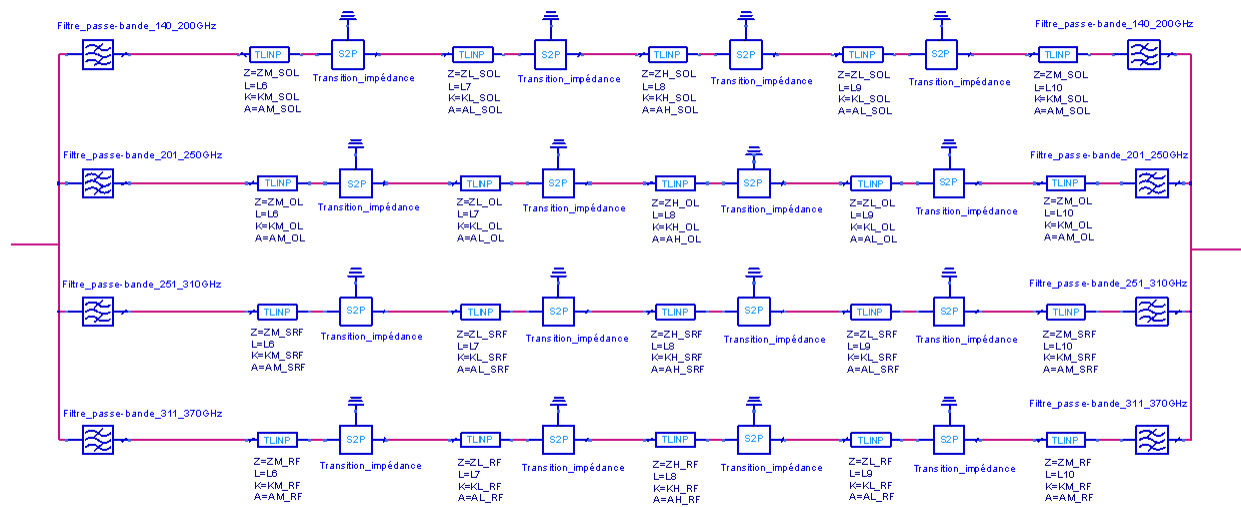


Fig. IV.4 : Circuit équivalent des modèles de filtres RF et OL du mélangeur large-bande.

Les filtres RF et OL décrits ci-dessus sont représentés sur la figure IV.2 par le symbole



La figure IV.5 montre la simulation EM d'une transition d'impédance d'une ligne suspendue dans un canal sous HFSS. Les lignes de champs représentées au niveau du port 1 correspondent au mode quasi-TEM. On peut constater que les pertes calculées entre 150 GHz et 400 GHz sont sensiblement moins importantes dans le cas d'une ligne de type suspendue (voir figure IV.5) que dans le cas d'une ligne de type microruban (voir chapitre III.2.2, figure III.5). Cet écart relatif entre les pertes des deux types de lignes, estimé entre 11% et 13%, peut provenir des lignes de champs réparties plus uniformément dans la section du canal (pour une ligne suspendue), et moins concentrées dans le substrat entre la piste et le plan métallique sous le substrat (comme c'est le cas de la ligne microruban), donnant un ϵ effectif de la ligne moins élevé. Enfin, les dimensions du canal (200x200 μm) empêchent la propagation de modes supérieurs.

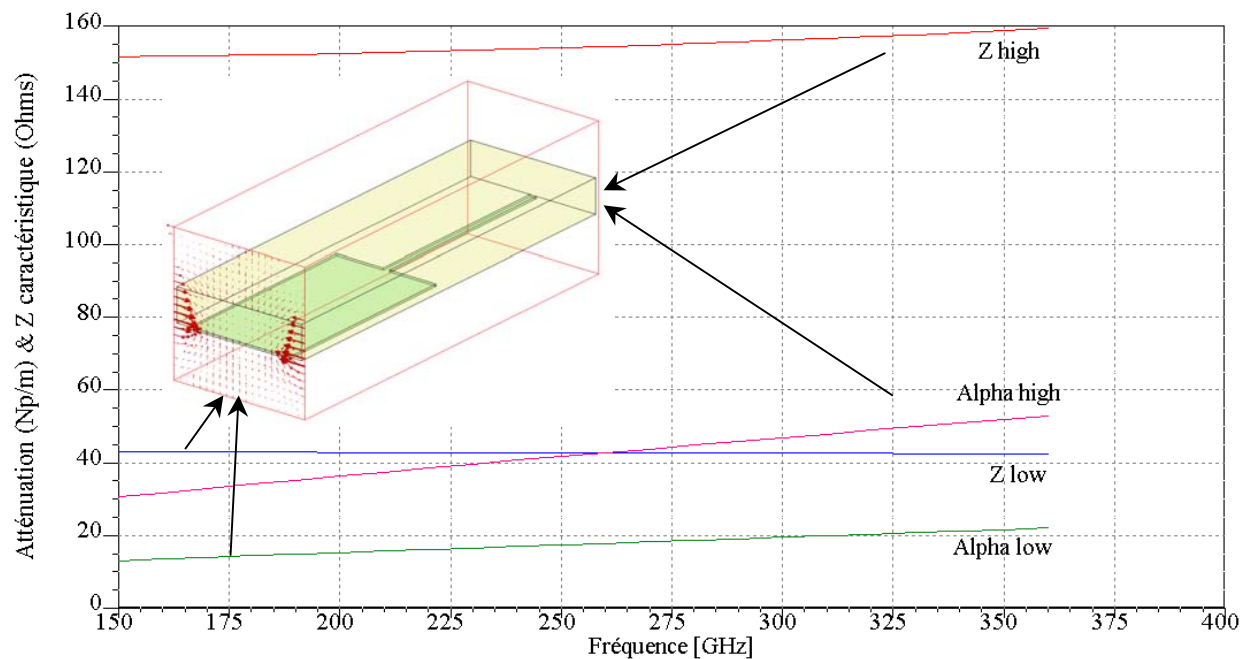


Fig. IV.5 : Modélisation électromagnétique d'une transition d'impédance d'une ligne suspendue dans un canal sous HFSS. Les caractéristiques électriques des lignes sont obtenues au niveau des 2 ports d'accès à la ligne.

IV.1.3) La transition RF guide-ligne suspendue

Les transitions guide-ligne suspendue jouent un rôle capital dans la détermination de la largeur de bande du mélangeur. Les études de plusieurs types de transition guide-ligne microruban ont été publiées par le passé [Shi 97] et [Hesler-2 97]. Les résultats de l'étude faite par [Hesler-2 97] montrent que la bande passante relative peut varier de 2,6 % à 40 % suivant la configuration de la transition guide-microruban, comme par exemple l'orientation du circuit sur substrat de quartz dans le guide ou la position de mise à la masse du circuit. Dans le cas présent, certaines contraintes mécaniques et certains choix de configuration limitent le nombre de transitions possibles. Il s'agit donc de trouver une transition donnant une bande passante aussi large que possible, tout en respectant les choix de structure du mélangeur. Ces choix sont les suivants :

- une structure du mélangeur en demi-blocs (*split-block* en anglais) avec une disposition des guides RF/OL dans le même plan et un circuit sur substrat quartz parallèle au plan E des guides RF/OL, afin de pouvoir usiner de manière simple et peu coûteuse les deux demi-blocs.
- Un circuit suspendu qui traverse intégralement le guide RF et OL, afin de pouvoir faire une mise à la masse en FI de la paire de diodes du côté RF et de sortir le signal FI du côté OL. Il est choisi ici de faire une mise à la masse du côté opposé au guide RF par rapport

aux diodes. Ce choix est motivé par la volonté de placer la paire de diodes au plus près du guide RF afin de réduire au maximum les pertes du signal RF dans le circuit suspendu. La mise à la masse ne pouvant se faire entre la paire de diodes et le guide RF, elle est disposée de l'autre côté du guide RF.

- Des guides d'ondes RF/OL réduits à $\frac{1}{2}$ de leur hauteur standard au niveau des transitions. Plusieurs études [Hesler-2 97], [Shi 97] ont montré que la réduction de la hauteur du guide permettait d'obtenir une largeur de bande plus importante. En effet, l'impédance caractéristique plus faible du guide réduit permet de mieux adapter l'impédance de la ligne microruban sur une plus large bande de fréquence, limitant ainsi les sauts d'impédances au niveau de la transition. Ici, les contraintes d'usinage des blocs mécaniques nous empêchent de fraiser les guides réduits avec une hauteur plus faible que la $\frac{1}{2}$ hauteur standard. Le plus petit guide réalisé en RF est de $200 \times 700 \mu\text{m}$ (voir figure IV.1).

D'après l'étude faite par [Hesler-2 97], si l'on considère un guide réduit de hauteur $\frac{1}{3}$, on peut espérer une bande passante maximum de 15,2%. Pour cela, le circuit quartz doit posséder un motif en croix dans le guide RF. Avec une simple ligne microstrip traversant le guide, la bande passante instantanée est de 9,6%. Après avoir essayé plusieurs types de transitions présentées dans cet article et obtenu des performances de couplage similaires à celles attendues, nous avons choisi un type de transition utilisé par [Vogel 96] pour l'étude d'un mélangeur subharmonique fonctionnant entre 136 GHz et 156 GHz, et présentant des similitudes à la transition présentée par [Shi 97]. Ce type de transition, qui n'avait pas été traité par [Hesler-2 97], est représenté sur la figure IV.1.

Les longueurs des sections de guide RF réduit (après la transition guide standard et guide réduit, et avant le court-circuit fixe) et de ligne de mise à la masse sont optimisées linéairement avec ADS. Les résultats de la simulation avec HFSS de l'ensemble de la partie RF du mélangeur ainsi obtenu sont présentés sur la figure IV.6. Le couplage entre le port du guide (Port 1) et le port de la ligne suspendue (port 2) permet de visualiser la bande passante effective. Elle est estimée entre 18 % et 20 % de la fréquence centrale.

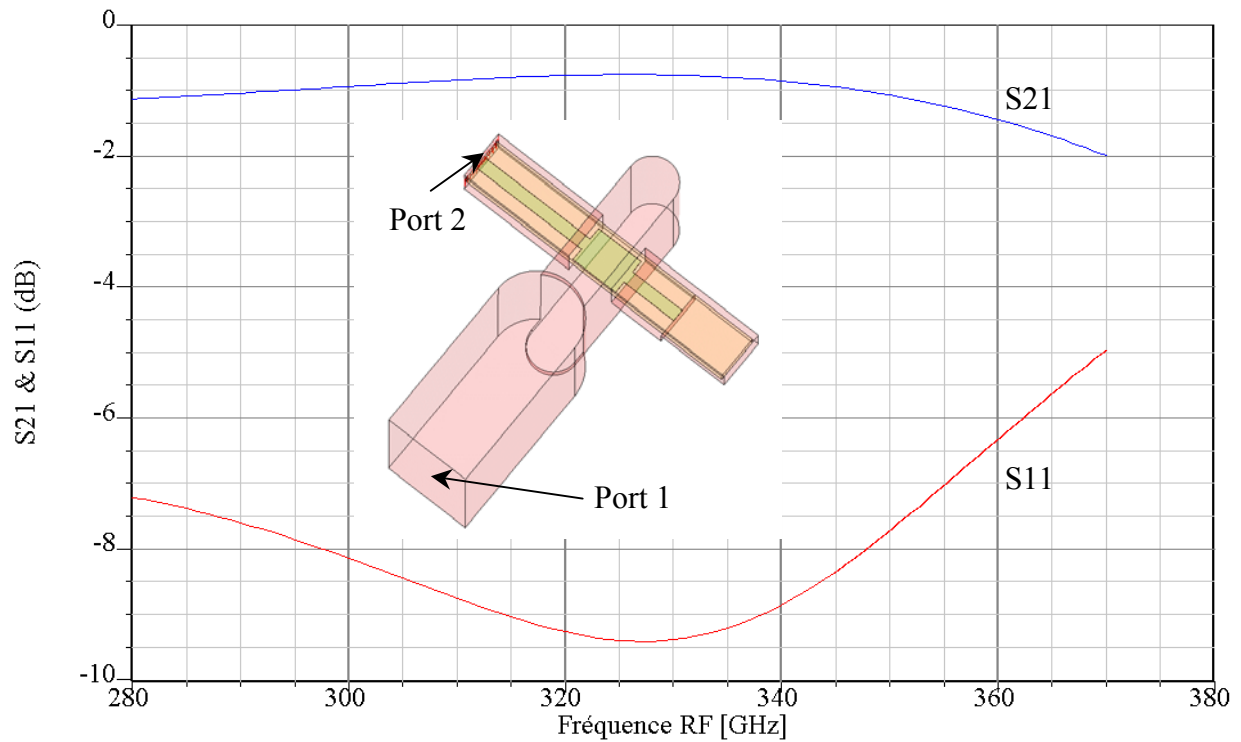


Fig. IV.6 : Résultats de couplage RF de la transition guide-ligne suspendue simulée avec HFSS.

Nous pouvons voir que les pertes d'insertions (S21) sont estimées entre 0,8 dB et 1,5 dB. Dans ces simulations, la conductivité du métal a été fixée à : $C=2.10^7$ S/m. Le coefficient de réflexion au niveau du port 1 du guide RF est inférieur à -7 dB dans la bande 300-355 GHz.

On peut noter sur la figure IV.6 que le guide RF réduit a été décalé de $50 \mu\text{m}$ dans le sens de la largeur par rapport au guide standard afin d'assurer le centrage du circuit suspendu à l'intérieur du guide. Ce décalage, qui a été pris en compte dans la simulation HFSS de la transition guide standard-guide réduit, n'affecte pas de façon significative les caractéristiques de la transition.

IV.2) Les résultats de l'optimisation en régime linéaire

IV.2.1) l'optimisation globale du mélangeur

Le but de l'optimisation linéaire du circuit mélangeur est de maximiser le coefficient de transmission entre le port des sources RF et OL et le port de chaque diode aux fréquences respectives. Nous avons vu dans le chapitre II.2 que, dans le cas d'un mélangeur idéal, cela revenait à minimiser le coefficient de réflexion au niveau des ports de chaque diode. Dans le

cas présent, on souhaite obtenir un coefficient de réflexion aussi proche que possible de celui du mélangeur idéal. Pour cela, l'optimisateur d'ADS fait varier les paramètres suivants :

- les longueurs des différentes sections des filtres RF/OL,
- les longueurs des sections de guides réduits de part et d'autre des transitions RF/OL,
- la longueur de la ligne suspendue entre la paire de diodes et la transition RF,
- la longueur de la ligne de mise à la masse.

Les résultats de l'optimisation linéaire présentés sur la figure IV.7 montrent le coefficient de réflexion des diodes aux fréquences RF et OL du mélangeur LERMA, et la comparaison avec le coefficient de réflexion d'un mélangeur idéal calculé au chapitre II.2.5. Les différents éléments du mélangeur LERMA ont été simulés avec ADS de deux manières différentes :

- d'une manière distribuée telle qu'elle est présentée sur la figure IV.2,
- d'une manière semi-complète. Après avoir optimisé les longueurs des sections de filtres RF et OL, la distance entre la paire de diodes et la transition RF, et la longueur de la section de ligne de mise à la masse, le circuit complet comprenant les transitions guide-ligne suspendue ont été simulés en deux parties² avec HFSS. Les sections de guides RF et OL réduits ont ensuite été ré-optimisés avec ADS pour retrouver les coefficients de réflexion obtenus après optimisation du mélangeur distribué.

Les abaques de Smith de la figure IV.7 sont renormalisés respectivement sur l'impédance des diodes $Z_{\text{diode RF}}$ et $Z_{\text{diode OL}}$, aux fréquences RF et OL (voir le tableau II.2 du paragraphe II.2.4).

² une partie comprenant la transition RF guide-ligne suspendue, la ligne de mise à la masse et la paire de diodes planaires et la moitié du filtre RF, et une autre comprenant l'autre moitié du filtre RF, la transition OL guide-ligne suspendue et le filtre OL.

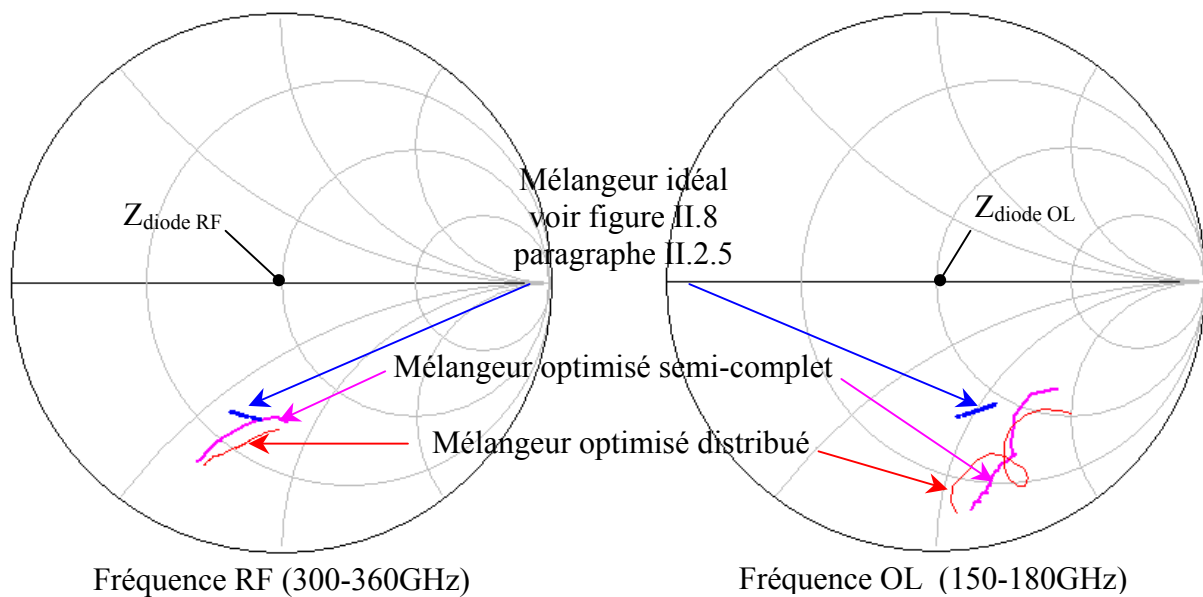


Fig. IV.7 : Comparaison entre le coefficient de réflexion du mélangeur LERMA optimisé et le coefficient de réflexion d'un mélangeur idéal calculé au chapitre II.2.

D'après la figure IV.7, le coefficient de réflexion dans la bande OL (abaque de droite) est moins proche du coefficient de réflexion *idéal* que le coefficient de réflexion aux fréquences RF (abaque de gauche). Cette différence est due aux pertes dans le filtre RF aux fréquences OL. Cela a néanmoins des conséquences moindres sur les performances du mélangeurs. En effet, une dégradation du coefficient de couplage en RF affecte directement les performances du mélangeur en introduisant des pertes résistives en amont de l'élément de mélange (la paire de diodes Schottky). Un coefficient de couplage non-optimal aux fréquences OL affecte uniquement la puissance de pompe nécessaire. Ceci n'est pas critique si l'on considère qu'il y a toujours suffisamment de puissance disponible aux fréquences OL. Nous verrons dans le paragraphe suivant de combien la puissance OL minimum doit être réévaluée.

IV.2.2) Conséquences sur la puissance d'OL

La transition OL guide-ligne suspendue a été simulée avec le logiciel HFSS en y incluant les filtres RF et OL optimisés précédemment. Cela permet d'évaluer les pertes d'insertions (S21) au niveau de la paire de diodes, et donc d'estimer la puissance d'OL minimum nécessaire. Les résultats du couplage OL sont présentés sur la figure IV.8.

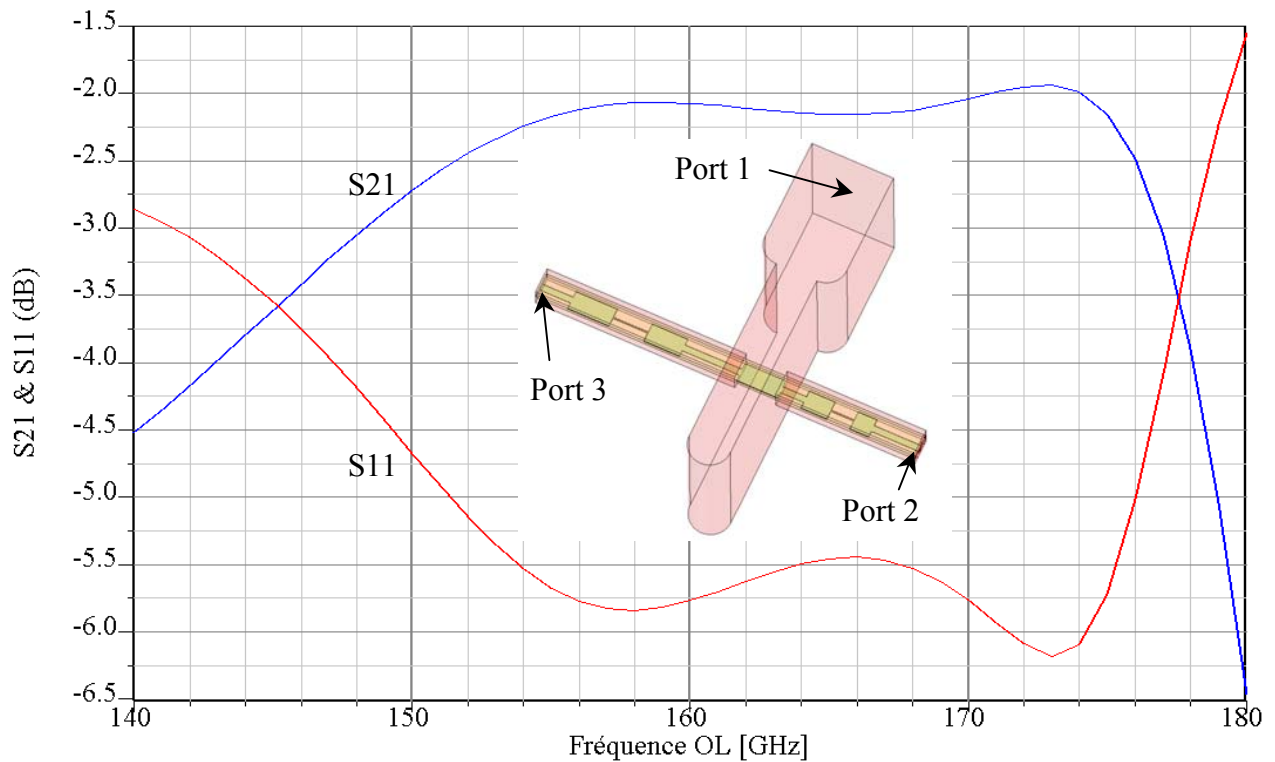


Fig. IV.8 : Résultats de couplage OL de la transition guide-ligne suspendue simulé avec HFSS.

D'après les résultats présentés sur la figure IV.8, les pertes d'insertion entre le port 1 et le port 2 (juste avant la paire de diodes) sont estimées entre 2 et 2,5 dB. Si l'on part du principe que la puissance de pompe optimale au niveau de la paire de diodes est de 1,5mW (voir chapitre II.2), il faut donc injecter au moins 2,37 mW de puissance d'OL. Cette valeur est à comparer avec les mesures du prototype de mélangeur réalisé à partir de ces simulations, présentées au paragraphe IV.4. Le coefficient de transmission entre le port 1 et le port 3 (correspondant à la sortie FI) est inférieur à -13 dB dans la bande 150-180 GHz, avec un minimum à 180 GHz d'environ -27 dB. Les fuites du signal OL vers la sortie FI sont donc très faibles.

En conclusion, le type de transition utilisé pour ce mélangeur nous permet d'espérer une bande passante instantanée d'environ 18 % sans accord mobile, avec une puissance d'OL minimum estimée à environ 2,5 mW dans une grande partie de la bande.

IV.2.3) Comportement du circuit mélangeur en FI

Le circuit complet du mélangeur a été simulé aux fréquences FI, afin d'estimer le TOS introduit par les différents sauts d'impédances sur la ligne suspendue. Pour cela, 2 ports ont été introduits aux extrémités du circuit, i.e. juste avant la mise à la masse du circuit et en

sortie FI. Les guides d'ondes RF et OL étant sous coupure aux fréquences intermédiaires, les ondes qui se propagent dans le guide sont évanescentes et les fuites sont très faibles. Les ports en guide d'onde RF et OL (voir figure IV.6 & IV.7) ont donc été remplacés par des courts-circuits (de même conductivité que les parois des guides d'onde). La paire de diodes planaires a été remplacée par une ligne de même largeur joignant la transition RF et le filtre RF du circuit suspendu. Les résultats de simulation du TOS sont présentés sur la figure IV.9.

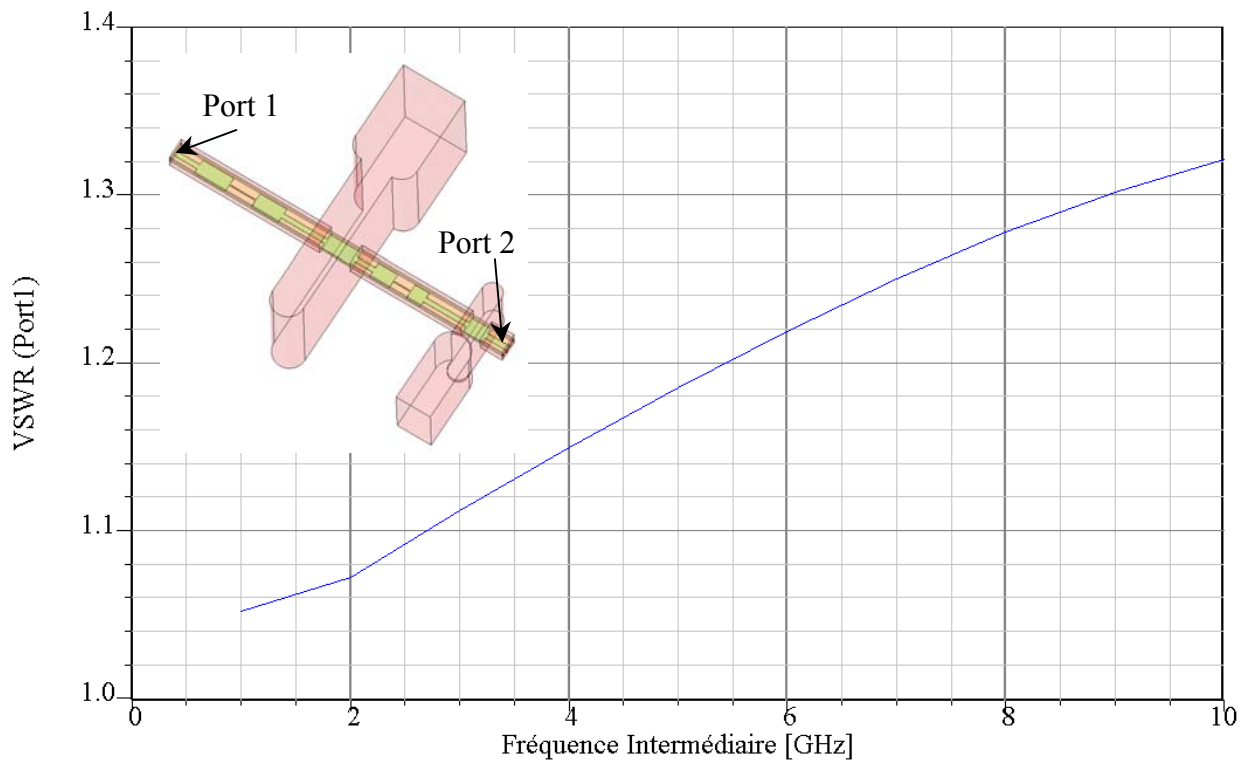


Fig. IV.9 : Résultats de simulation du TOS en FI du circuit sur quartz dans le mélangeur.

Comme le montre la figure IV.9, le TOS est inférieur à 1,32 :1 dans la bande 1-10 GHz. La bande passante du mélangeur en FI est donc estimée entre 1 et 10 GHz.

IV.2.4) La transition guide rectangulaire- guide circulaire

Afin de coupler le signal RF entre le guide circulaire d'entrée du cornet de Pickett et le guide d'onde rectangulaire RF, il est nécessaire de pouvoir réaliser une transition entre le mode TE_{11} du guide circulaire et le mode TE_{10} du guide rectangulaire. Plusieurs types de transitions ont déjà été proposés par [Siegel 83], [Bertram 99]. Dans le cadre de cette étude, un type original de transition [Wang 05] a été simulé et réalisé. Cette transition est particulièrement adaptée à la configuration en demi-bloc du mélangeur. Le principe de fabrication consiste à usiner à

l'aide d'une fraise boule un demi-cylindre creux plongeant progressivement dans le demi-guide d'onde rectangulaire jusqu'à joindre le demi-guide d'onde circulaire, comme représenté sur la figure IV.10. Le diamètre du cylindre doit être identique à celui du guide circulaire. La largeur du guide rectangulaire est également adaptée au diamètre du guide circulaire sous forme d'une transition douce, dite *taper*.

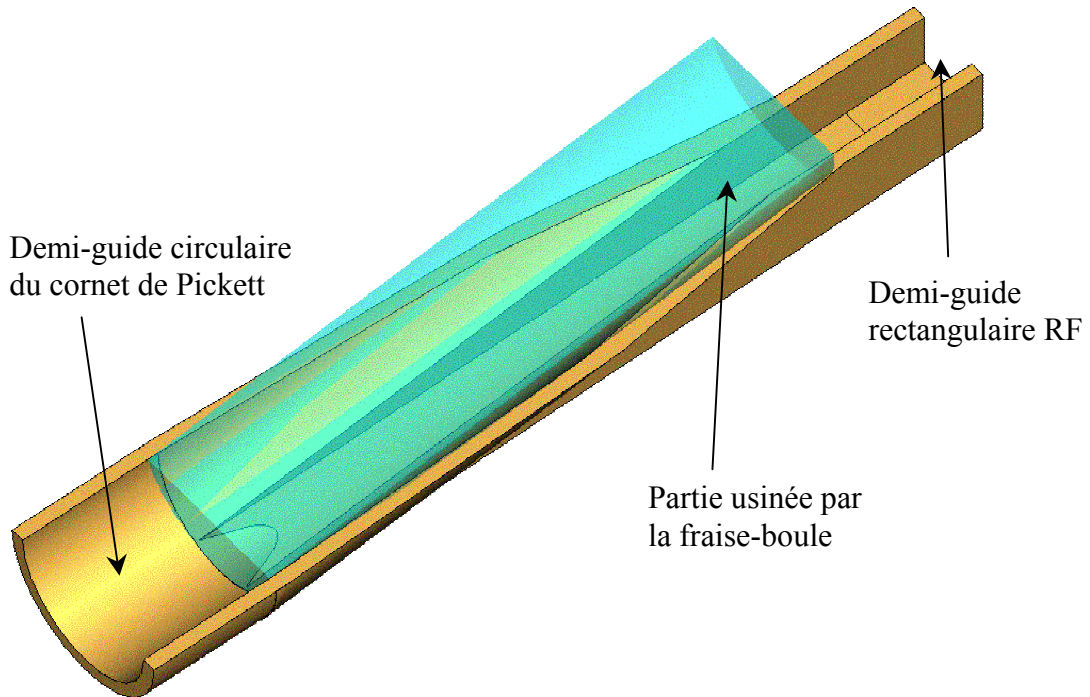


Fig. IV.10 : Vue 3D de la transition guide circulaire-guide rectangulaire usinée dans le demi-bloc inférieur. Une fraise boule est utilisée pour creuser le demi-cylindre dans le guide rectangulaire.

Les performances de cette transition sont représentées sur la figure IV.11. Les pertes en transmission ont été simulées avec HFSS en fixant une conductivité de $C=2.10^7$ S/m au niveau des parois. Les pertes sont estimées entre 0,12 et 0,14 dB entre 300 GHz et 360 GHz sur la longueur de la transition. Le coefficient de réflexion au niveau du guide rectangulaire est inférieur à -40 dB dans la bande 300-360 GHz. Cette valeur est à comparer avec les coefficients de réflexion beaucoup plus important des transitions trouvées par [Siegel 83].

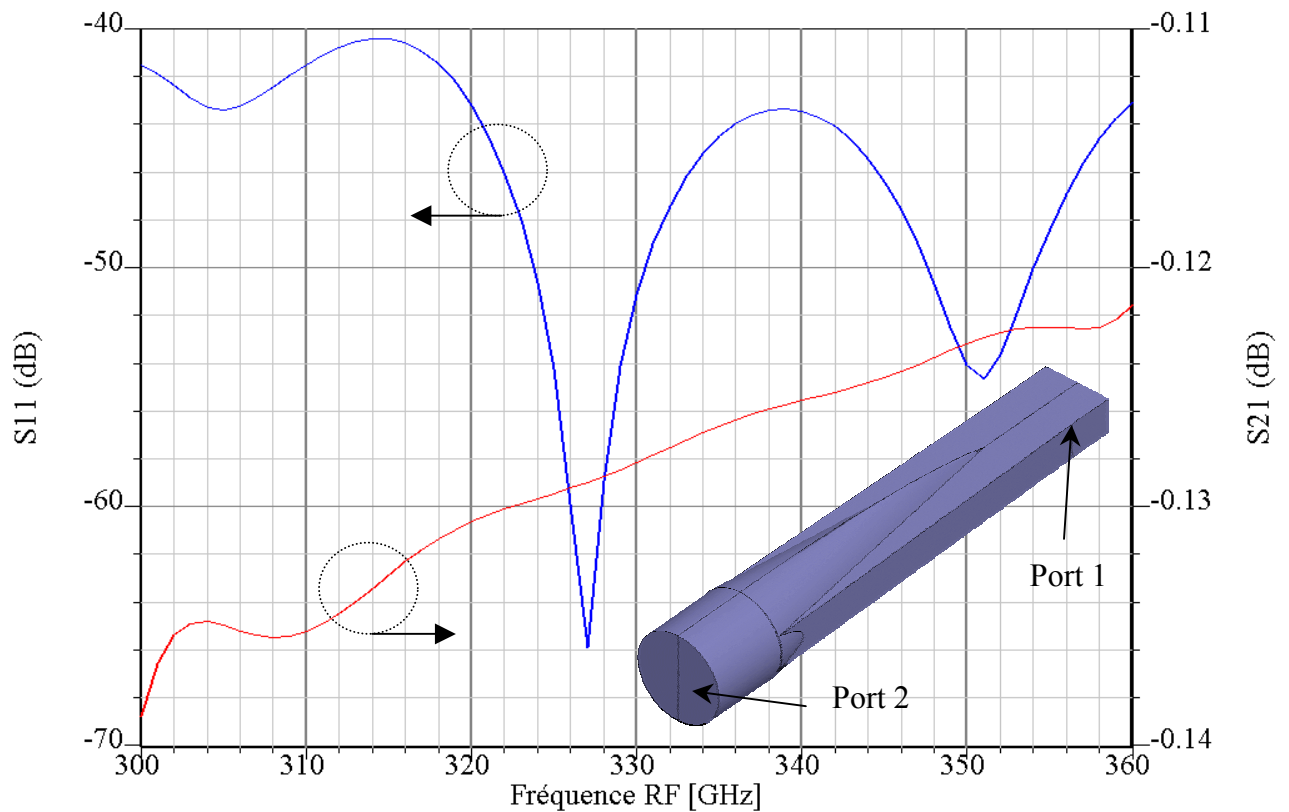


Fig. IV.11 : Performances simulées avec HFSS de la transition guide rectangulaire- guide circulaire dans la bande de fréquences RF.

IV.2.5) Le cornet intégré

Afin de réduire les dimensions du mélangeur ainsi que les pertes dans le guide d'onde RF, un cornet de Pickett-Potter a été intégré à la structure mécanique. Ce cornet est usiné en deux demi-cônes (un dans chaque demi-bloc mécanique du mélangeur). Ses dimensions sont données par [Pickett 84] en fonction de la longueur d'onde (ici, la longueur d'onde est égale à $\lambda_0 = 0,9$ mm). Ce cornet de Pickett a été simulé avec sa transition à l'aide du logiciel Microwave Studio [CST 02] afin de déterminer son diagramme de rayonnement dans la bande 300-360 GHz. Les résultats sont présentés sur la figure IV.12.

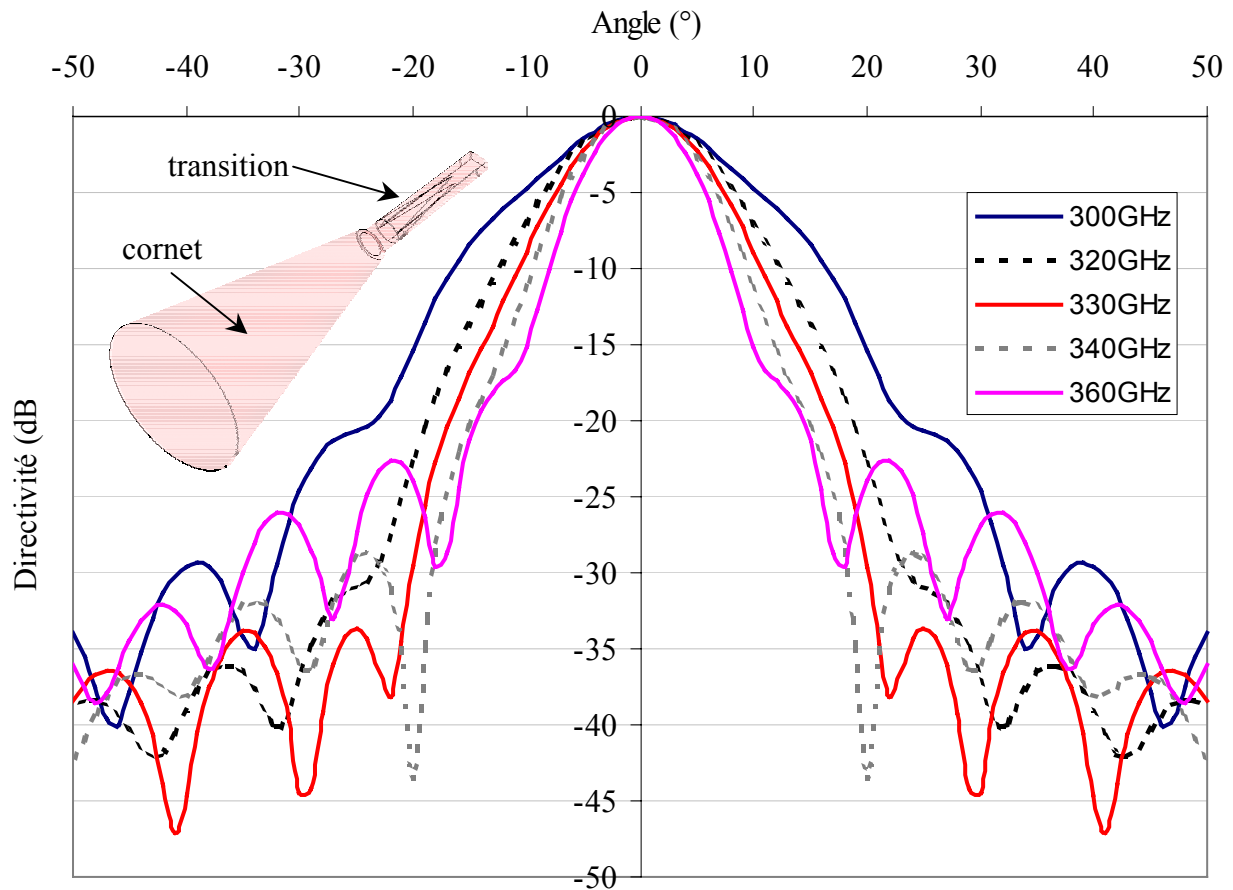


Fig. IV.12 : Diagramme de rayonnement dans le plan E simulé sous Microwave Studio en fonction de la fréquence. Le cornet possède une transition guide rectangulaire-circulaire en entrée.

D'après les résultats de simulation, les niveaux de lobes secondaires sont minima à la fréquence centrale de fonctionnement du cornet. En dessous de cette fréquence, le lobe principal s'élargit. Au dessus, le lobe principal se réduit mais les lobes secondaires remontent d'environ 10 dB. Le coefficient de réflexion S11 au niveau du guide d'onde rectangulaire est inférieur à -25 dB dans toute la bande. La distance du centre de phase à l'ouverture du cornet, calculée par le logiciel (entre 4,5 mm et 5 mm) à 330 GHz, est sensiblement moins importante que la valeur donnée pour un cornet de Pickett : $6,46.\lambda_0 = 5,87$ mm.

Il serait possible d'améliorer les performances du mélangeur et son couplage avec une antenne en remplaçant le cornet de Pickett par un cornet corrugué. Ce type de cornet possède en effet un faisceau gaussien sur une bande passante plus large. La fabrication de ce nouveau cornet en deux demi-blocs serait cependant plus délicate et plus coûteuse.

IV.3) Fabrication du mélangeur

La relative simplicité de l'architecture du mélangeur présenté au paragraphe précédent a permis la fabrication de la plupart des éléments et leur montage au sein de l'Observatoire de Paris. Nous allons détailler dans les paragraphes suivants les processus de fabrication des éléments constitutifs du mélangeur, ainsi que les différentes étapes de montage.

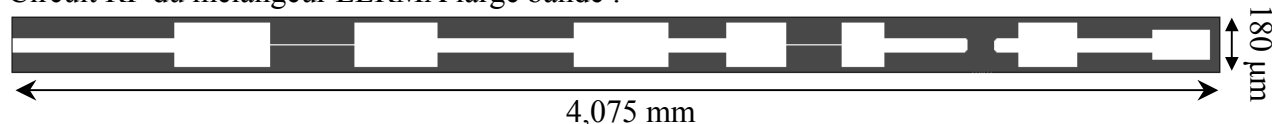
IV.3.1) Fabrication des circuits RF et FI sur substrat de quartz – procédure salle blanche

Les circuits sur substrat de quartz ont été réalisés dans la salle blanche du Pôle de Haute Technologie de l'Observatoire de Paris, et ont bénéficié du savoir-faire développé pour la fabrication des jonctions SIS dans le cadre du projet de réalisation de la bande 1 de l'instrument HIFI du satellite HERSCHEL de l'ESA. Les circuits RF et FI ne nécessitant pas d'opération de métallisation face-arrière (c.à.d. une couche d'or sur les deux faces du substrat), les différentes opérations de dépôt de la couche d'or sur le substrat de quartz, d'amincissement du substrat et de découpe des circuits ont pu être faites au LERMA, ce qui a grandement réduit leur coût de fabrication.

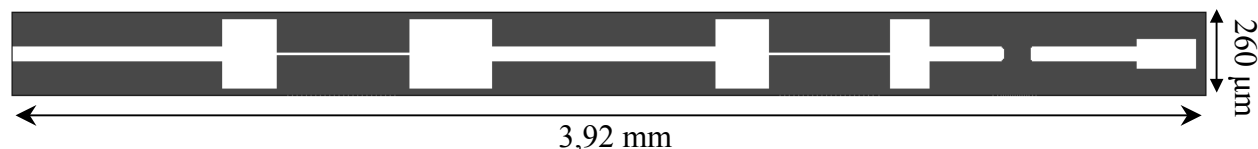
Afin de pouvoir réaliser des circuits d'or déposés sur substrat de quartz avec une précision suffisante (typ. 1 μm de précision), il est nécessaire d'utiliser une technique de photolithographie. Cette technique consiste à reproduire les motifs d'un masque sur un substrat par insolation. Un bon résumé des différentes techniques utilisées à l'Observatoire se trouve dans [Boussaha 03].

Trois types de circuits ont été dessinés et implantés sur un masque de verre de 2 pouces de diamètres : deux circuits RF (l'un correspond au circuit du mélangeur présenté lors de l'étude de sensibilité, l'autre correspond au circuit du mélangeur LERMA présenté dans ce chapitre), et d'un circuit FI. Ces circuits, dont les dimensions sont le résultat de l'optimisation numérique, sont présentés sur la figure IV.13. Les dimensions exactes sont données en Annexe B.

Circuit RF du mélangeur LERMA large bande :



Circuit RF d'une 1^{ère} version de mélangeur sans accord mobile (voir chapitre II.4) :



Circuit FI du mélangeur LERMA large bande :

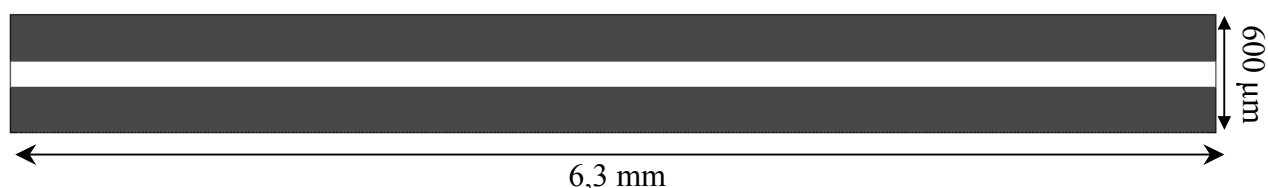


Fig. IV.13 : Dessins des circuits RF et FI réalisés à l'Observatoire de Paris pour le mélangeur LERMA.

Les plus petits détails de ces circuits sont les lignes hautes impédances d'une largeur de 10 μm . La réalisation du masque comprenant les trois types de circuits a été sous-traitée par la société TemLas sur une plaque de quartz de 4 x 4 x 0,09 pouces, avec une couche de chrome anti-réflexion. Les pistes d'or des circuits ont ensuite été déposées sur un substrat de quartz de 2 pouces de diamètre et d'épaisseur 200 μm de la société Fichou. La réalisation des circuits à l'Observatoire de Paris a été faite par une technique de « *lift-off* ». Cette technique est détaillée dans le tableau suivant :

Etapes de la procédure de <i>lift-off</i>	Durée approximative	Commentaires
<u>Nettoyage du substrat :</u>		
1. Bain de RSB 25	10 min aux ultra-sons	1 Vol. RBS / 2 Vol. eau désionisée. sécher à la soufflette 110°C
2. Bain d'acétone	10 min aux ultra-sons	
3. Bain d'Iso-propanol	10 min aux ultra-sons	
4. Rinçage à l'eau désionisée	1 min	
5. séchage sur plaque chauffante	5 min	
<u>Dépôt de la résine photosensible :</u>		
1. Dépôt du substrat sur la platine		On souhaite déposer une couche de résine de 1,6 μm d'épaisseur. 3000 tr/min durant 30 s
2. Dépôt d'une couche de résine S1828	30 s	
3. Rotation de la platine	1 min	

4. Recuit du substrat sur plaque chauffante	qques min	Afin de finir d'évaporer les solvants.
<u>Insolation de la couche de résine :</u>		
1. Montage du masque et du substrat sur la machine à insoler	4.5 s	Aligneur de masque de la société Karl Süss MJB3. Lampe à mercure de longueur d'onde 400 nm.
2. Insolation de la résine du substrat		
<u>Développement des motifs insolés :</u>		
1. Bain de développeur S351	5 min	1 Vol. S351/ 4 Vol. eau désionisée. 110 °C
2. Bain d'eau désionisée		
3. Séchage à la soufflette	1 min	
4. Substrat sur plaque chauffante		
<u>Gravure du quartz :</u>		
1. Charger le substrat dans le bâti.	1 min	Cette étape est capitale pour assurer l'adhésion de la couche de chrome sur le substrat, en attaquant le quartz non protégé par la résine.
2. Lancer un plasma de SF ₆	1 min 30	
3. Lancer un plasma d'Oxygène		
<u>Pulvérisation des couches métalliques :</u>		
1. Charger le substrat dans le bâti de pulvérisation	Plusieurs heures	
2. pomper à vide ~10 ⁻⁷ bar		
3. dépôt de la couche de chrome		15 nm d'épaisseur
4. dépôt de la couche d'or		420 nm d'épaisseur
<u>Développement des pistes d'or :</u>		
1. Bain d'acétone	Qques heures	
2. Bain d'eau désionisée	10 min aux ultra-sons	
3. Séchage à la soufflette		

Tableau IV.1 : Détails de la procédure de « lift-off » pour la réalisation des circuits sur substrat de quartz.

Dans un premier temps, nous avons essayé de faire réaliser les circuits par un procédé de gravure ionique sèche à l'IEF-CEETAM d'Orsay à l'aide du même masque. N'ayant pas obtenu une qualité de surface suffisamment bonne par cette méthode, nous avons choisi de réaliser nous-mêmes les circuits par une technique de « lift-off ». Il est en effet possible de déposer une couche d'or d'environ 5000 Å (au maximum) pour une couche de résine déposée de 1,6 µm d'épaisseur. Nous avons choisi de ne pas ajouter d'étape d'électrodéposition pour

épaissir la couche d'or, car l'implantation des circuits sur le substrat empêchait un épaississement uniforme de toutes les parties du circuit (il y avait en effet des pistes d'or totalement isolées du reste de la couche d'or déposée, empêchant une électrolyse uniforme). Cet oubli lors de la réalisation du masque devrait être pris en compte et corrigé à l'avenir, si l'on souhaite ajouter une étape d'épaississement. Cependant, aux fréquences RF et OL, une couche d'or d'environ 5000 Å est suffisante car supérieure à l'épaisseur de peau. On peut calculer l'épaisseur de peau de la manière suivante :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \sigma}} \quad \text{[IV.1]}$$

ω : la pulsation = $2 \cdot \pi \cdot f_0$, avec f_0 la fréquence considérée,

μ_0 : la perméabilité du vide = $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$,

σ : la conductivité de l'or aux longueurs d'ondes submillimétriques³ : $C = 2.10^7 \text{ S/m}$,

AN : $\delta_{\text{RF}} \approx 0,2 \mu\text{m} @ 330 \text{ GHz}$.

$\delta_{\text{OL}} \approx 0,3 \mu\text{m} @ 150 \text{ GHz}$.

IV.3.2) Amincissement et découpe des circuits sur quartz

Une fois les pistes d'or déposées sur le substrat de quartz d'épaisseur 200 μm , il est nécessaire de le découper en puces avant d'amincir chaque puce à une épaisseur de 50 μm . La découpe et l'amincissement des puces se font dans l'atelier d'optique du pôle de Haute Technologie.

Afin de découper le substrat de quartz en puces de 6,3x6,3 mm, il est nécessaire de fixer le substrat sur un disque de silicium au moyen de cire chauffée à 180 degrés. Grâce à cette fine couche de cire, on évite d'introduire des bulles d'air entre le quartz et le silicium, permettant une adhésion de toutes les parties du circuit quartz lors de la découpe. Cette découpe se fait à l'aide d'une scie circulaire de précision (la précision est estimée à quelques μm). Une fois les puces découpées, elles sont décollées par réchauffement de la cire.

Après nettoyage des puces dans un bain d'acétone, iso-propanol et d'eau désionisée, les meilleures puces sont amincies avec une grande précision jusqu'à $50 \pm 2 \mu\text{m}$ à l'atelier d'optique du Pôle de Haute Technologie.

³ La conductivité de l'or dépend de plusieurs paramètres dont le type de dépôt, mais il est très difficile de pouvoir caractériser la couche à ces fréquences sans un analyseur possédant des pointes de tests à ces fréquences. La valeur donnée par [Lamb 96] aux longueurs submillimétriques a été prise ici.

Chaque puce contenant en moyenne une dizaine de circuits du même type (il y a trois types de puces contenant respectivement le premier circuit RF, le deuxième circuit RF et le circuit FI), il suffit d'amincir seulement une ou deux puces d'un même type pour obtenir un nombre de circuits suffisant. L'opération finale de découpe se fait de la même manière que la découpe des puces. Sur la figure IV.14, on peut voir le résultat final de découpe d'une puce contenant des circuits FI (figure de gauche) et un circuit RF prêt à recevoir une paire de diodes planaires (figure de droite).

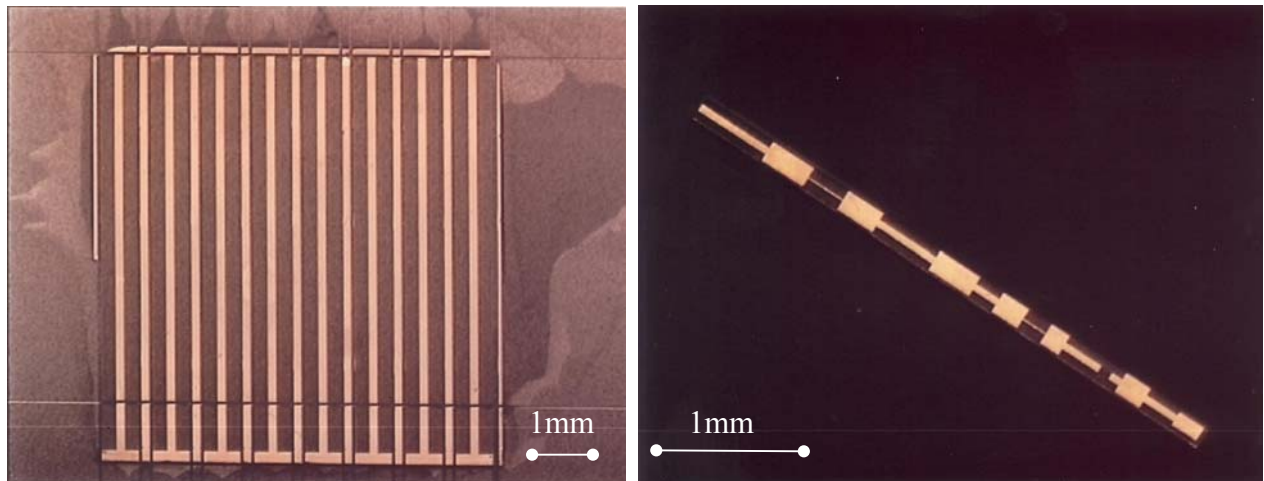


Fig. IV.14 : Circuits FI et RF réalisés dans la salle blanche du pôle de Haute Technologie de l'Observatoire de Paris, amincies et découpées. Chaque puce fait 6,3x6,3 mm et contient une dizaine de circuits.

IV.3.3) Réalisation des pièces mécaniques

Deux mécaniques de mélangeur large-bande LERMA ont été réalisées dans le cadre de cette étude. L'une des mécaniques inclue un cornet de Pickett ainsi qu'une transition guide rectangulaire-guide circulaire dans sa structure, l'autre nécessite un cornet externe et possède un connecteur RF en guide WR 2,8. Cette démarche nous a permis de diversifier les sources de réalisation. En effet, le 1^{er} mélangeur a été sous-traité à la Société Audoise de Précision (SAP), le 2^{ème} mélangeur a été réalisé à l'atelier de micro-mécanique de Meudon.

Chaque mélangeur est composé de deux demi-blocs en laiton recouverts d'une couche d'or de 2 à 3 μm d'épaisseur. La précision d'usinage des canaux et guides est de l'ordre de 5 μm . Les éléments mécaniques réalisés par la SAP sont représentés sur la figure IV.15.

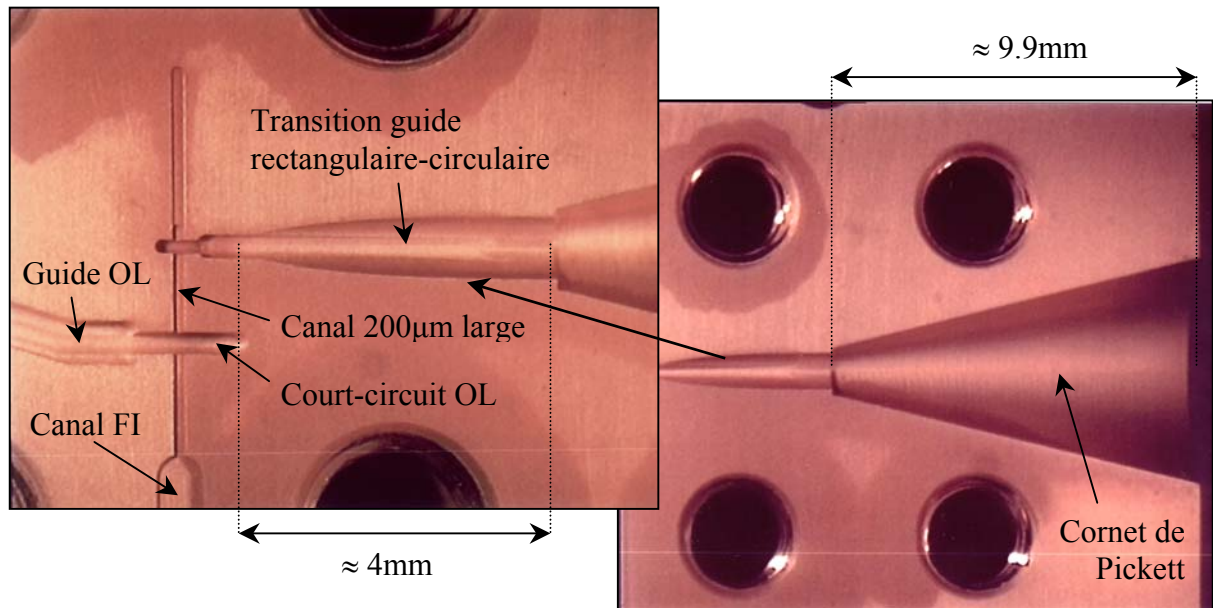


Fig. IV.15 : Photo du bloc mécanique inférieur du mélangeur large-bande LERMA avec un cornet de Pickett intégré réalisé par la SAP. La transition guide rectangulaire RF - guide circulaire, le guide OL et le canal recevant le circuit suspendu sont détaillés sur la photo de gauche.

IV.3.4) Le montage des diodes et du circuit dans le mélangeur

Le montage du mélangeur s'est effectué dans le laboratoire de micro-montage. Le report des diodes discrètes sur les circuits quartz, et le montage du circuit dans le mélangeur requièrent une dextérité et un sang-froid particuliers. Les différentes étapes nécessaires au montage du mélangeur sont les suivantes :

1. report du circuit FI dans le canal FI du demi-bloc inférieur au moyen d'une colle UV,
2. montage du connecteur SMA sur ce même demi-bloc,
3. report d'un ruban d'or de 100 μm de largeur entre le bout de la piste du circuit FI et l'âme centrale du connecteur SMA. Pour cela, on utilise une colle conductrice Epoxy-argent (Ref. H20E),
4. report en position inversée de la paire de diodes Schottky anti-parallèle sur le circuit RF, à l'aide de la même colle conductrice
5. report du circuit RF en position inversée dans le mélangeur. Les extrémités du circuit sont collées avec la colle conductrice, d'un côté au demi-bloc inférieur, de l'autre à l'autre bout du circuit FI.

La figure IV.16 montre les différentes étapes du montage. La paire de diodes est d'abord reportée en position inversée sur le circuit (Fig. IV.16a). Le circuit est ensuite reporté dans le demi-bloc mécanique (Fig. IV.16b) au moyen de micro-manipulateurs.

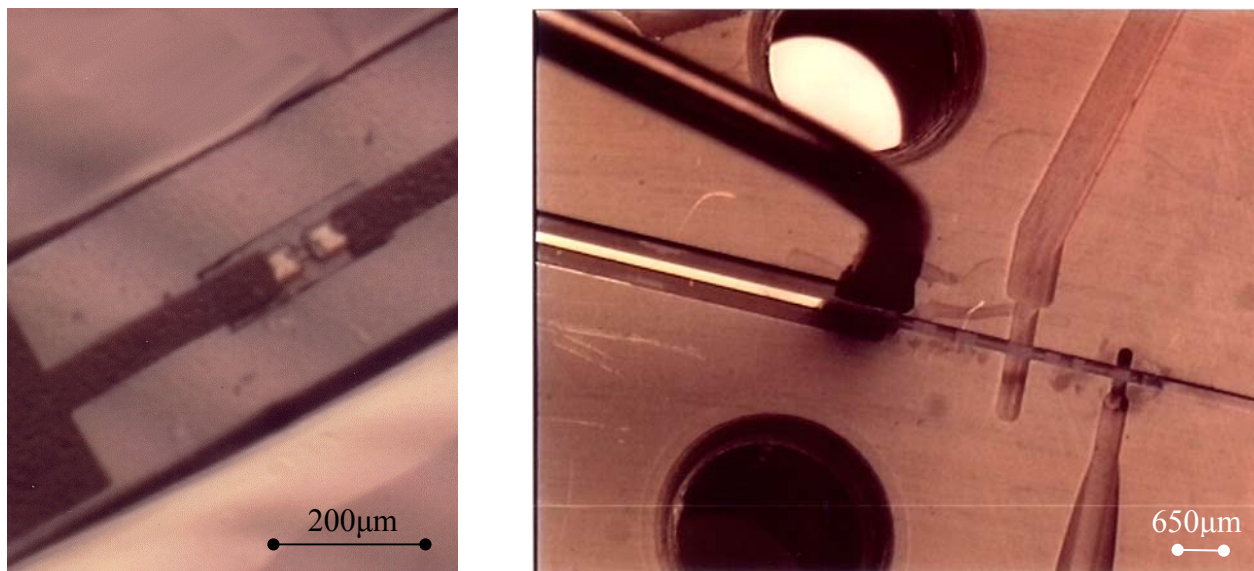


Fig. IV.16 a&b : Etapes de montage du composant sur le circuit quartz et du circuit dans la mécanique du mélangeur LERMA.

Deux prototypes de mélangeurs ont ainsi pu être montés. Les tests sont présentés au paragraphe suivant.

IV.4) Tests hétérodynes du mélangeur

Une fois les mélangeurs montés, les tests hétérodynes nécessaires à la caractérisation de leurs performances en terme de bruit, de bande passante et de puissance d'OL nécessaire sont effectués. Dans un deuxième temps les performances mesurées du mélangeur large bande sans accord mobile sont comparées aux simulations du modèle numérique décrit au paragraphe IV.1.

IV.4.1) Tests du mélangeur avec cornet intégré

Le mélangeur avec cornet intégré est présenté sur la figure IV.17.

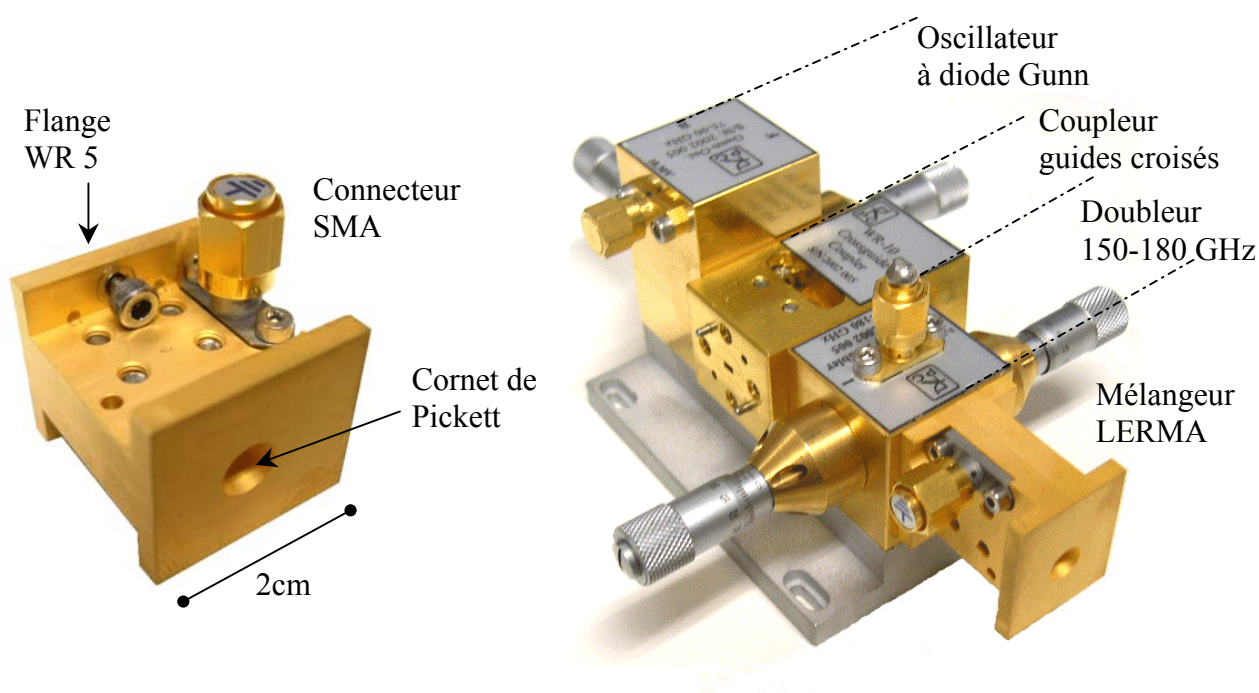


Fig. IV.17 : Photo du mélangeur LERMA avec cornet intégré monté sur la chaîne OL. Le mélangeur est à peine plus gros qu'une pièce de 1€.

Pour la plupart des tests hétérodynes effectués sur le mélangeur, un isolateur en guide WR5 de la société HUGHES a été inséré entre le doubleur de la chaîne OL et le mélangeur. La puissance en sortie de la chaîne OL a donc pu être mesurée avec précision. La chaîne d'OL est identique à celle utilisée pour la mesure du mélangeur MAMBO. Sa puissance disponible étant en moyenne de 10 mW, les pertes introduites par l'isolateur (environ 3 dB) permettent encore de disposer d'une puissance suffisante pour pomper le mélangeur. La mesure de la puissance OL a été effectuée, pour chaque point de fréquence, à l'aide d'un calorimètre à très

large-bande (200 GHz-2 THz) de la société Erickson Instrument [Erickson 99]. Cet appareil de mesure possède une très grande sensibilité et un auto-calibrage qui assurent une grande précision dans la mesure de puissance absolue.

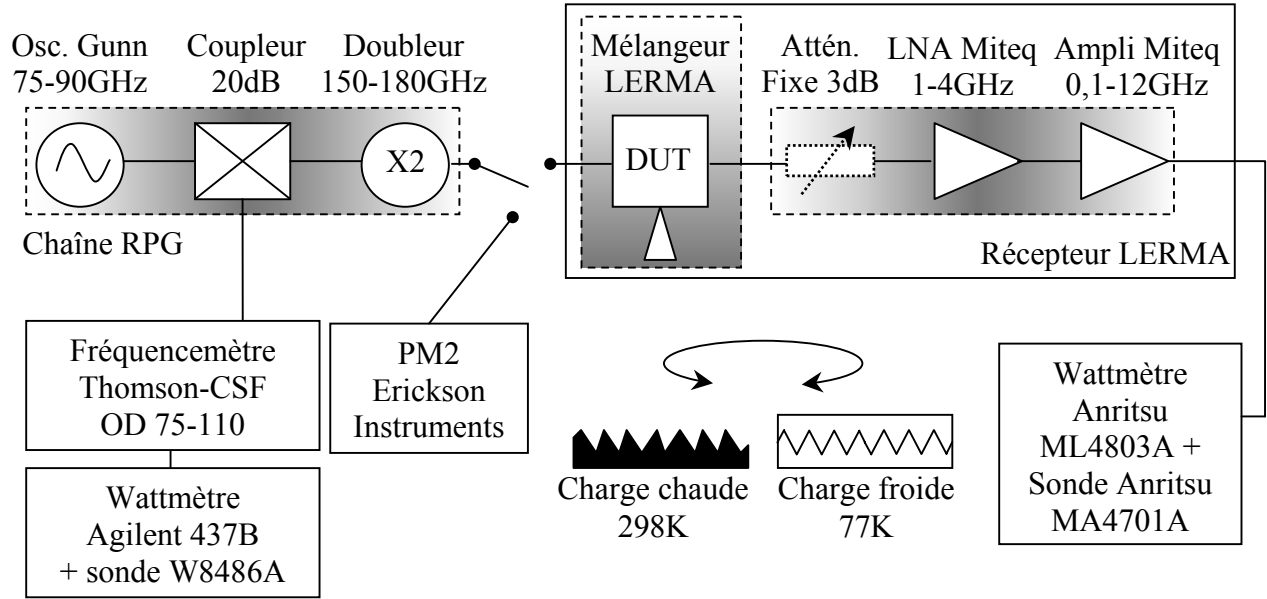


Fig. IV.18 : Schéma de montage du banc de test hétérodyne du mélangeur large-bande LERMA.

Une première mesure de la température de bruit s'effectue avec un amplificateur faible bruit directement connecté à la sortie FI du mélangeur. La méthode du facteur Y permet de déterminer la température de bruit DSB du récepteur. En faisant varier la température de bruit de la chaîne FI, la température de bruit et les pertes de conversions du mélangeur peuvent être mesurées de manière indirecte. Pour cela, on insère un atténuateur fixe calibré de 3dB entre le mélangeur et la chaîne d'amplification FI. Les performances du mélangeur sont déterminées de la manière suivante :

$$L_{\text{mixerDSB}} = \frac{T_{\text{rec1}} - T_{\text{rec2}}}{T_{\text{FI1}} - T_{\text{FI2}}} \quad [\text{IV.2}]$$

$$T_{\text{mixerDSB}} = T_{\text{rec1}} - T_{\text{FI1}} \cdot L_{\text{mixerDSB}} = T_{\text{rec2}} - T_{\text{FI2}} \cdot L_{\text{mixerDSB}} \quad [\text{IV.3}]$$

L_{mixerDSB} : pertes de conversion DSB du mélangeur,

T_{mixerDSB} : température de bruit DSB du mélangeur,

T_{rec1} : température de bruit du récepteur DSB sans atténuateur fixe 3 dB,

T_{rec2} : température de bruit du récepteur DSB avec atténuateur fixe 3 dB,

T_{FI1} : température de bruit de la chaîne FI sans atténuateur 3 dB,

T_{FI2} : température de bruit de la chaîne FI avec atténuateur 3 dB.

Les résultats de mesure de la température de bruit du récepteur en fonction de la fréquence sont présentés sur la figure IV.19.

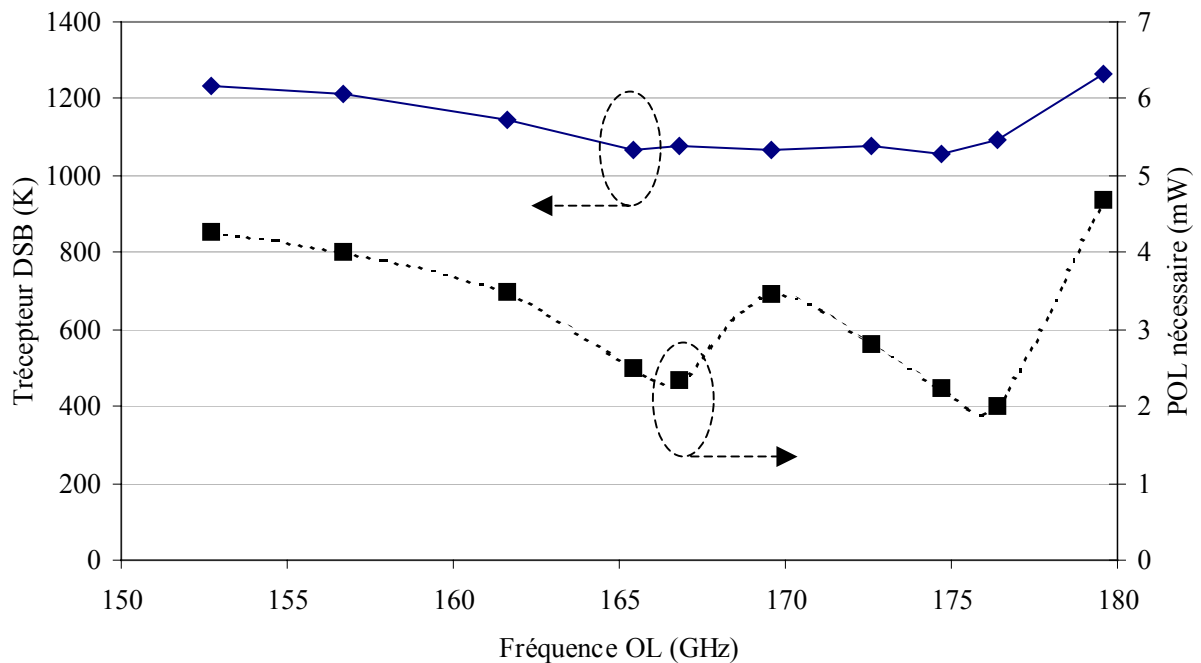


Fig. VI.19 : Performances du récepteur mesurées en fonction de la fréquence OL.

La meilleure température de bruit de récepteur DSB reportée est 1055 K pour une fréquence OL de 174,7 GHz. Les performances équivalentes du mélangeur sont présentées sur la figure IV.20.

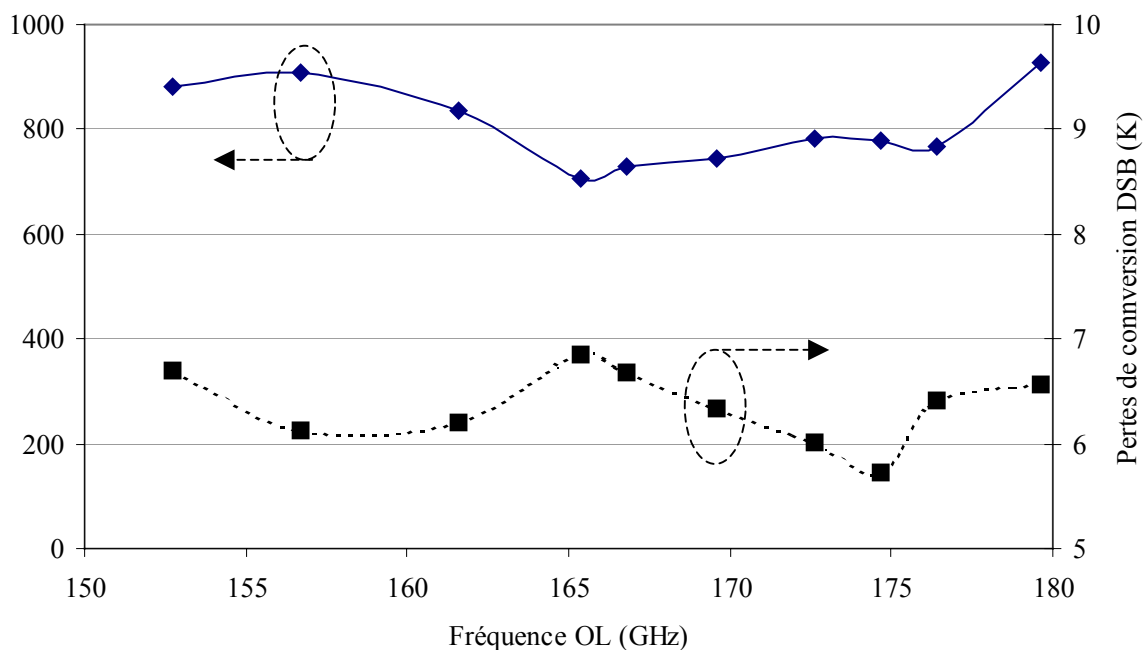


Fig. IV.20 : Performances du mélangeur mesurées indirectement en fonction de la fréquence OL.

La meilleure température de bruit DSB du mélangeur enregistrée est de 706 K, avec des pertes de conversion DSB de 6,85 dB à 165,4 GHz de fréquence OL. D'après la figure IV.19, nous pouvons constater que les fluctuations de la puissance OL sont en accord avec le couplage du signal OL simulé linéairement au paragraphe IV.2.1. En effet, le coefficient de réflexion au niveau de chaque diode passe par un maximum de désadaptation à 168 GHz. Ici, le pic de puissance OL est décalé vers 169,6 GHz.

Les performances mesurées du récepteur en fonction de la puissance OL à la fréquence de 165,4 GHz sont présentées sur la figure IV.21.

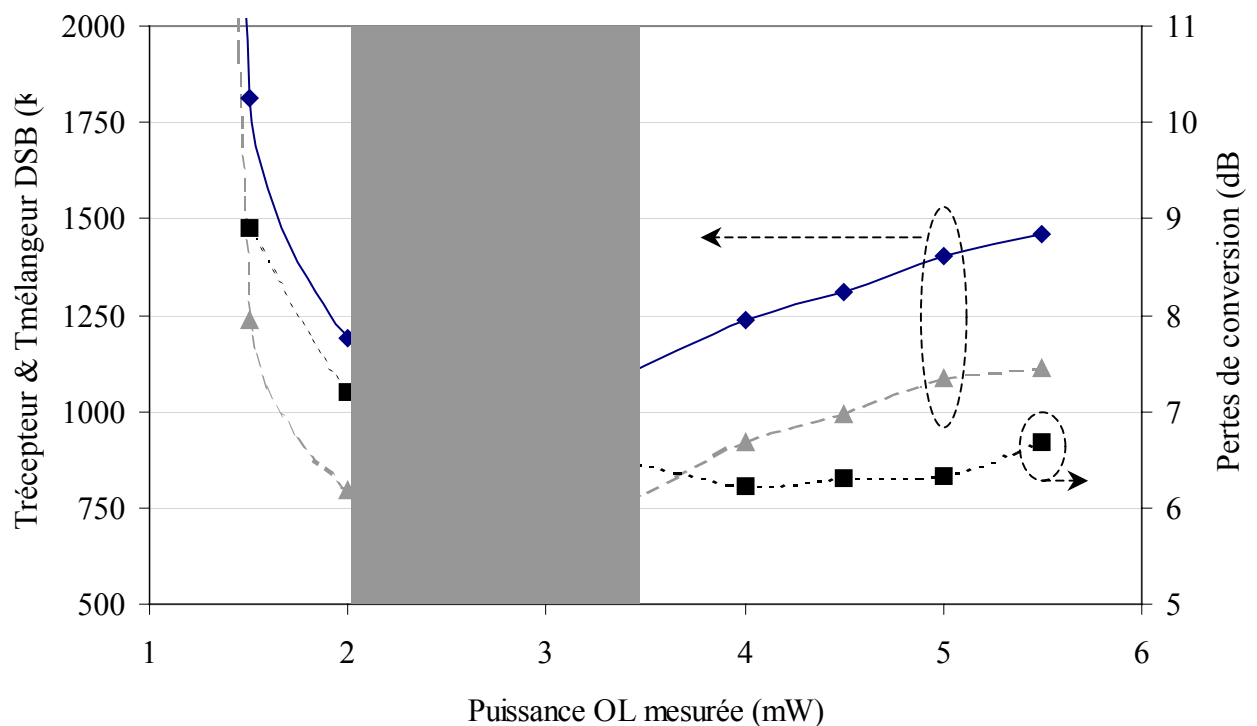


Fig. IV.21 : Performances mesurées du récepteur et déduites pour le mélangeur en fonction de la puissance OL. La zone de fonctionnement optimal en puissance est hachurée. Les courbes en pointillés représentent les performances du mélangeur.

Le point de fonctionnement optimal du mélangeur se trouve aux alentours de 2,5 mW, mais s'étend entre 2 mW et 3,5 mW (zone hachurée). Cette valeur est en accord avec les pertes d'insertions de la partie OL du mélangeur calculées au paragraphe IV.2.2. La puissance d'OL alors estimée pour pomper correctement la paire de diodes Schottky était de 2,37 mW.

Nous avons également testé les performances du mélangeur en fonction de la bande FI. Pour cela, des filtres FI ont été introduits en sortie de la chaîne d'amplification FI. Les résultats sont présentés dans le tableau IV.2.

Bande passante FI	Temp. de bruit DSB récepteur	Pertes de conv. DSB mélangeur	Temp. de bruit DSB mélangeur	Temp. de bruit de chaîne FI mesurée
1-2 GHz	1055 K	6,45 dB	725 K	75 K
2-4 GHz	1091 K	6,64 dB	746 K	81 K
4-8 GHz	1447 K	7,14 dB	1062 K	100 K

Tableau IV.2 : Performances du récepteur et du mélangeur en fonction de la bande passante FI.

Les performances du mélangeur sont globalement inférieures à 1000 K de température de bruit DSB dans la bande 1-8 GHz. L'augmentation de la température de bruit est sans doute due au TOS entre le mélangeur et le préamplificateur faible bruit qui augmente avec la fréquence, comme estimé en simulation au chapitre IV.2.3. De plus, les pertes dans le circuit FI sont plus importantes à 8 GHz qu'à 1 GHz. Cela contribue à l'augmentation des pertes de conversion du mélangeur.

IV.4.2) Comparaison entre les simulations et les mesures

Nous pouvons comparer les résultats de mesures obtenus à partir du prototype décrit précédemment, et les résultats de simulations des performances. Pour déterminer les performances du mélangeur, il est nécessaire de simuler le modèle numérique du mélangeur en utilisant le modèle de diode Schottky associé au code d'« Equilibrage Harmonique ». Le banc de test utilisé est donc similaire à celui décrit au chapitre IV.1.1, en remplaçant toutefois les ports des diodes par un circuit identique à celui décrit dans la partie « paire de diodes, circuit de sortie FI » et « Harmoniques > fréquences RF » présentée dans la figure III.3 du chapitre III.2.1. Des sources de bruit sont également ajoutées en série avec les modèles de diodes Schottky implantés dans le circuit, comme décrit au chapitre II.2.2, afin d'estimer le bruit d'Electron Chaud en simulation. La température de bruit du récepteur a été calculée à partir des performances simulées du mélangeur et le facteur de bruit de la chaîne FI mesurée (voir tableau IV.2 du paragraphe précédent). Les pertes quasi-optiques du cornet et de la transition guide circulaire - guide rectangulaire sont estimées à 0,7 dB. Elles sont également prises en compte dans le calcul de la température de bruit du récepteur.

La figure IV.22 représente la comparaison entre la température de bruit DSB du mélangeur mesurée (points en losanges), la température de bruit DSB du mélangeur simulée sans les sources de bruit d'Electron Chaud (courbe en pointillés), et la température de bruit DSB du

mélangeur simulée avec les sources de bruit d'Electron Chaud incluses (courbe en trait plein), en fonction de la puissance de pompe OL.

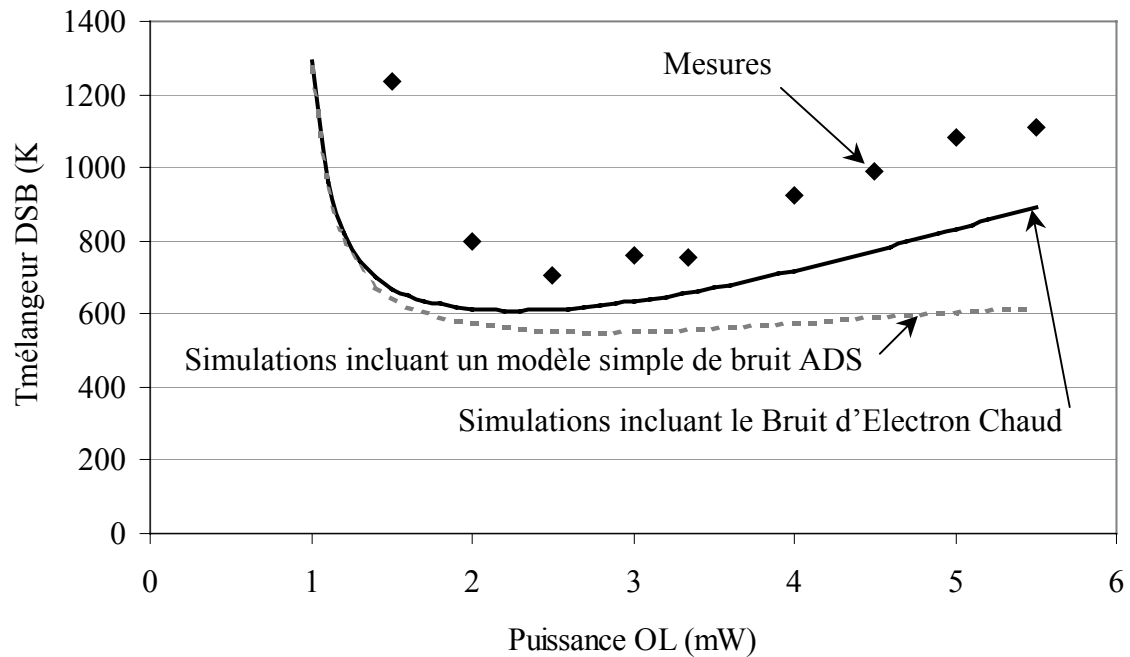


Fig. IV.22 : Comparaison entre les mesures et les simulations de la température de bruit DSB du mélangeur en fonction de la puissance OL.

D'après la figure IV.22, le modèle de bruit d'Electron Chaud développé dans le cadre de cette étude reproduit assez fidèlement le comportement en puissance du mélangeur, contrairement au modèle inclus dans ADS qui tend à la sous-estimer au-delà d'une certaine puissance de pompe (environ 2 mW).

Les températures de bruit du mélangeur et du récepteur ont également été calculées en fonction de la fréquence OL puis comparées aux mesures. Les résultats sont présentés sur la figure IV.23.

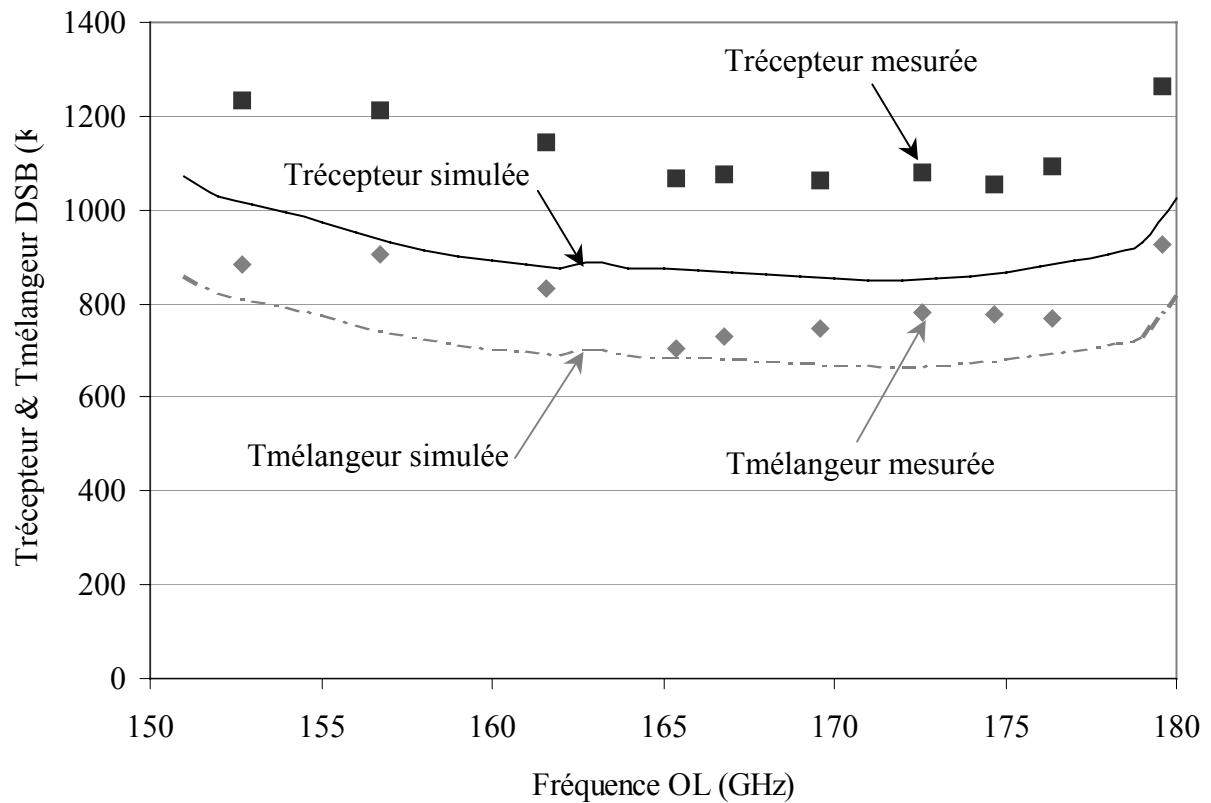


Fig. IV.23 : Comparaison entre la température de bruit DSB du mélangeur et du récepteur mesurées (resp. losanges gris et carrés noirs) et simulées (courbe en pointillés gris et continue noire) en fonction de la fréquence OL.

La température de bruit DSB du mélangeur simulée (courbe grise en pointillés) est en bon accord avec les mesures, tandis que la température de bruit du récepteur simulée est inférieure de 200 K en moyenne par rapport aux mesures. Cette différence vient principalement du fait que les pertes de conversions du mélangeur sont sous-estimées dans le calcul de la température de bruit du récepteur. En effet, bien que les pertes quasi-optiques soient estimées et prise en compte dans le bilan, les pertes du circuit mélangeur en FI ne sont pas incluses dans les simulations. Les pertes de conversions simulées du mélangeur sont en effet de l'ordre de : $L_{\text{mixer DSB}} = 3,2 \text{ dB}$. Si l'on inclue des pertes quasi-optiques estimées à 0,7 dB, on obtient : $L_{\text{mixer DSB}} = 3,9 \text{ dB}$. Or, d'après les mesures présentées sur la figure IV.20, les pertes de conversion DSB réelles sont de l'ordre de : $L_{\text{mixer DSB}} = 6,5 \text{ dB}$. Il y a donc environ 2,5 dB de pertes non considérées en FI, provenant des pertes dans le circuit RF du mélangeur, le circuit FI et le connecteur SMA, ainsi que de la désadaptation entre la sortie FI du mélangeur et le 1^{er} étage d'amplification faible bruit.

IV.4.3) Test du mélangeur V2.0 avec cornet externe

Un deuxième prototype de mélangeur a été conçu, réalisé et testé au LERMA. Les pièces mécaniques ont été fabriquées par l'atelier mécanique de l'Observatoire de Meudon. Ce mélangeur comprend le même type de circuit suspendu que celui présenté dans le paragraphe précédent, mais possède un guide RF d'entrée au standard WR 2,8 (Standard UVa), auquel vient se connecter un cornet de Pickett externe. La position du connecteur SMA est également différente du premier mélangeur. Le récepteur utilise la même chaîne d'amplification FI que précédemment. Les résultats sont présentés sur la figure IV.24. La meilleure température de bruit de récepteur mesurée est de 1565 K DSB à 340 GHz. La température de bruit du récepteur est globalement inférieure à 2000 K dans la bande 318-357 GHz.

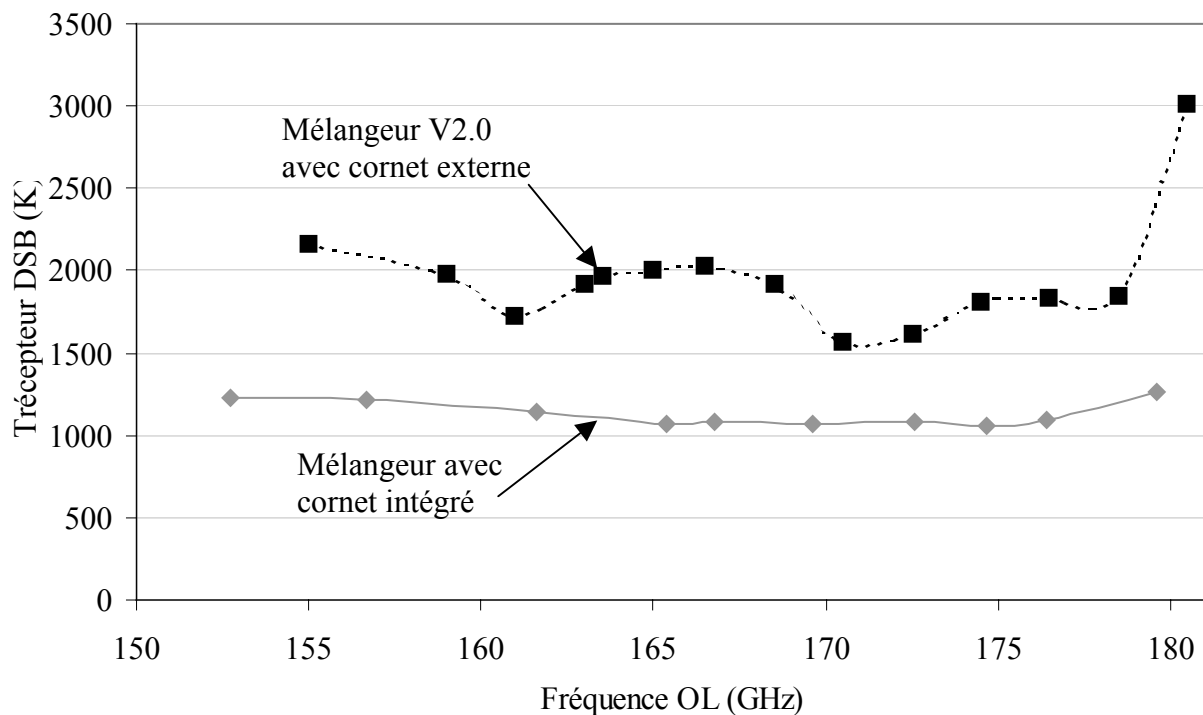


Fig. IV.24 : Température de bruit DSB du récepteur intégrant le mélangeur V2.0 mesurée, et comparaison avec les performances du récepteur intégrant le 1^{er} mélangeur.

Bien que la température de bruit du récepteur DSB (courbe noire) soit moins bonne que celle du 1^{er} récepteur (courbe grise), la bande de sensibilité est respectée. Ces dégradations de la température de bruit proviennent vraisemblablement des pertes quasi-optiques plus importantes dues à une plus grande longueur de guide RF entre le cornet et la transition guide-ligne suspendue, de la résistance série de la paire de diodes plus élevée ($R_s = 15 \Omega$ au lieu de 11Ω pour la paire de diodes du mélangeur à cornet intégré), et de la longueur plus importante du connecteur SMA.

Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode numérique basée sur des simulations électromagnétiques en 3D et un logiciel de simulations et d'optimisation de circuits. A partir de l'analyse du régime de fonctionnement optimal de la paire de diodes Schottky anti-parallèle faite au chapitre II, nous avons optimisé le circuit du mélangeur afin de présenter les impédances d'accès optimales aux fréquences OL et RF, pour maximiser le couplage et minimiser les pertes. Les transitions guide d'onde RF/OL – lignes suspendues ont été optimisées pour coupler le signal aux diodes dans une bande de fréquence sans nécessité d'utiliser des courts-circuits mobiles. Une fois le circuit finalisé, les performances du mélangeur ont été calculées avec une simulation non-linéaire intégrant un modèle de bruit d'Electron Chaud. Le mélangeur a été réalisé et testé au LERMA. La température de bruit du mélangeur calculée en simulations est en très bon accord avec les performances mesurées, et ceux en considérant la bande de fréquence et la puissance d'OL nécessaire. Les pertes de conversions ont tendance à être sous-estimées en simulation, à cause de la difficulté d'estimer correctement les pertes réelles dans le cornet et le guide RF. Enfin, un 2^{ème} prototype de mélangeur a été réalisé avec le même circuit. Le cornet RF est cette fois-ci externe au bloc mélangeur. Bien que les performances mesurées soient moins bonnes que celles du 1^{er} mélangeur, la bande de fonctionnement du mélangeur est identique, ce qui démontre la reproductibilité et la robustesse du design.

Nous avons démontré avec cette étude la faisabilité d'un mélangeur subharmonique sans accord mobile utilisant une faible puissance d'OL et fonctionnant dans une bande de fréquence allant de 300 à 360 GHz, ce qui correspond à une bande relative d'environ 18%. Le mélangeur intègre un cornet de Pickett afin d'augmenter sa compacité. Il est simple et peu coûteux à réaliser. Les performances obtenues en termes de température de bruit et de pertes de conversions (qui dépendent essentiellement des caractéristiques du composant Schottky planaire) sont à l'état-de-l'art dans le domaine des mélangeurs sub-harmoniques.

Le tableau IV.3 donne une liste des performances de mélangeurs subharmoniques fonctionnant à température ambiante les plus récemment publiées (à la connaissance de l'auteur) et la comparaison avec les performances du mélangeur développé dans le cadre de ce travail.

Fréq. RF (GHz)	Temp. (K)	Reporté/ Intégré	T récepteur DSB (K)	T mélangeur DSB (K)	Pertes conversions (dB)	Références
240	300	Reporté		490	5	[Mehdi 98]
280	300	Reporté	1200	???	???	[Galin 96]
330	300	Reporté	1050	700	6,3	Ce travail
353	300	Reporté	1094	765	6,4	Ce travail
380	300	Intégré	1500	850	8,5	[Hesler-2 00]
400	300	Reporté	2930	1120	8	[Hesler 99]
425	300	Intégré	2070	1600		[Hesler-2 00]

Tableau IV.3 : comparaison des performances des mélangeurs subharmoniques publiées dans la littérature et celles obtenues dans le cadre de ce travail. Le terme « Reporté » se réfère au montage d'un composant discret par report sur un substrat. Le terme « Intégré » se réfère à un circuit MMIC comprenant le composant actif.

Un certain nombre d'améliorations permettraient sans doute d'obtenir une plus grande reproductibilité dans les performances, une bande FI plus importante, et une bande passante RF également plus large. Ces améliorations se feraient cependant au détriment de la complexité de fabrication.

Une 1^{ère} amélioration concerne les transitions guide-lignes suspendues. D'après l'étude faite par [Hesler-2 97], il semble en effet plus intéressant de concevoir une transition dont la section du guide fasse face au circuit sur substrat quartz. Le circuit est alors perpendiculaire au plan E du guide. Grâce à cette configuration, il est normalement possible d'atteindre 33% de bande passante, soit deux fois que celle atteinte dans cette étude. L'inconvénient majeur est qu'il faudrait réaliser des guides rectangulaires par une méthode d'électrodéposition plus coûteuse que les techniques d'usinage classique.

Une 2^{ème} amélioration consiste à utiliser des circuits MMIC sur lesquels la paire de diodes planaires est intégrée au circuit passif environnant. Ce saut technologique, déjà franchi par l'Université de Virginie [Marazita 00] et le JPL [Martin 01], permet de définir très exactement la position des diodes par rapport au circuit, car il n'est plus nécessaire de reporter la diode en position inversée sur le circuit avec des points de colle à argent. Les principaux avantages sont la réduction des éléments parasites liés à ces pointes de colle conductrice, et la suppression d'étapes de montage extrêmement délicates du composant sur le circuit. De plus, l'utilisation d'une technologie en *beam-lead* (ruban d'or intégrés au circuit dont le substrat a

été supprimé [Martin 01]) permettrait de faire une mise à la masse propre par compression du ruban d'or entre les deux demi-blocs mécaniques.

Une dernière amélioration consisterait à épaissir la couche d'or du circuit RF. En effet, pour le mélangeur LERMA, la technique de vaporisation et de « lift-off » des circuits a permis de déposer une couche d'or d'environ 4200 Å d'épaisseur. Un épaissement supplémentaire par électrolyse des circuits permettrait d'atteindre une épaisseur de 3 à 5 µm. Cela permettrait de réduire sensiblement les pertes par effet de peau dans la bande de fréquence FI du mélangeur. Il serait cependant important de s'assurer que la qualité du dépôt d'or soit correcte.

Bibliographie

- [ADS 02] Advanced Design System, Version 2002c, Agilent Technologies, 395 Page Mill Road, Palo Alto, CA 94304, USA.
- [Bhaskar 92] « InGaAs/InP heteroepitaxial Schottky barrier diodes for Terahertz applications », U.V.Bhaskar, Y.Li and R.J.Mattauch, 3rd Int. Symp. On Space THz Technology, University of Michigan, Ann Arbor, Michigan, March 24-26, 1992, pp.661-677.
- [Bertram 99] « Développement de l'instrument hétérodyne MIRO pour la sonde cométaire Rosetta de l'ESA », P.Bertram, PhD report, Université P&M Curie, Paris 6, France, Décembre 1999.
- [Boussaha 03] « Développement d'un démonstrateur de récepteur hétérodyne submillimétrique ultra-large bande à base de jonctions Supraconducteur-Isolant-Supraconducteur (SIS), refroidi à 4,2K », F.Boussaha, PhD report, Univ. P&M Curie, Paris 6, 2003.
- [Bradley 92] « The application of planar monolithic technology to Schottky varactor millimeter-wave frequency multiplier », R.F.Bradley, PhD dissertation, University of Virginia, May 1992, pp.42-65
- [Bruston 97] « Avancées de la technologie MMIC vers les longueurs d'onde submillimétriques : application aux multiplicateurs de fréquences », J.Bruston, PhD dissertation, Université P&M Curie, Paris 6, France, November 1997, p.46
- [Clancy 04] « A measurement of the 362 GHz absorption line of Mars atmospheric H₂O₂ », R.T. Clancy, B.J. Sandor, G.H.Moriarty-Schieven, Icarus, 168, 116, 2004.
- [Cohn 75] « Harmonic mixing with an antiparallel diode pair », M.Cohn, J.E.Degenford and B.A. Newman, IEEE Trans. MTT, Vol. 23, No.8, August 1975, pp.667-673.
- [Crowe 87] « Analysis and optimization of millimeter and submillimeter-wavelength mixer diodes », T.W.Crowe, R.J.Mattauch, IEEE Trans. MTT, Vol.35, No.2, February 1987, pp.159-168
- [Crowe 02] Private communications.
- [CST 02] Microwave Studio V4.0, Computer Simulation Technology (CST GmbH), Bad Nauheimer str.19, D-64289 Darmstadt, Germany.
- [Encrenaz 04] « Minor species in the Martian atmosphere from ground-based and PFS Mars Express spectroscopy », T.Encrenaz, 4ème semaine de l'Astrophysique Française SF2A, Paris, 14-18 Juin 2004.

- [Erickson 99] « A fast and sensitive submillimeter waveguide power meter, N.R. Erickson », 10th Int. Symp. on Space THz Technology, Charlottesville, pp. 501-507, March 1999.
- [Forget 03] « Mars Atmosphere Microwave Brightness Observer - MAMBO », Forget et al., RAO Mars Premier Orbiter 2007, CNES, May 2003.
- [Galin 96] « A mixer up to 300 GHz with whiskerless Schottky diodes for spaceborne radiometers », I.Galin, 7th Int. Symp. on Space THz Technology, Charlottesville, March 1996, pp.474-476.
- [Hegazi 85] « Limitations of microwave and millimetre-wave mixers due to excess noise », G.M. Hegazi, A.Jelinski and K.S. Yngvesson, IEEE Trans. MTT, Vol. 33, No. 12, December 1985, pp.1404-1409.
- [Hesler 96] « Planar Schottky diodes in submillimeter-wavelength waveguide receivers », J.L. Hesler, PhD report, University of Virginia, VA, January 1996.
- [Hesler 97] « The development of planar Schottky diode waveguide mixers at submillimeter wavelengths », J.L.Hesler, T.W.Crowe, W.L.Bishop, R.M.Weikle, R.F.Bradley and S.-K.Pan, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, Denver, Colorado, pp.953-956, June 8-13 1997.
- [Hesler-2 97]« Design, analysis and scale model testing of fixed-tuned broadband waveguide to microstrip transitions », J.L.Hesler, K.Hui, R.M.Weikle, and T.W.Crowe, 8th Int. Symp. on Space THz Technology, Harvard University, March 1997, pp.319-325.
- [Hesler 99] « A fixed-tuned 400GHz subharmonic mixer using planar Schottky diodes », J.L.Hesler, K.Hui, S.He, and T.W.Crowe, 10th Int.Symp. on Space THz Techn., Charlottesville, March 1999, pp.95-99
- [Hesler 00] « The design and analysis of antiparallel Schottky diode mixers », J.L.Hesler, 8th IEEE Int. Conf. on THz Electronics, Darmstadt Univ. Technology, 28-29 Septembre 2000, pp.121-124.
- [Hesler-2 00] « Broadband fixed-tuned subharmonic receivers from 183 GHz to 640 GHz », J.Hesler, 11th Int. Symp. on Space THz Technology, University of Michigan, Ann Arbor, 1-3rd May 2000, pp.181-187.
- [Hesler 04] « Development of compact broadband receivers at submillimeter wavelengths », J.L.Hesler, D.W.Porterfield, W.L.Bishop, T.W.Crowe and P.Racette, Proceedings of the 2004 IEEE Aerospace Conference, Big Sky, Montana, March 6-13, 2004.
- [HFSS 03] High Frequency Simulation Software, V9.1, Ansoft Corporation, 225 West Station Square Drive, Suite 200, Pittsburgh, PA 15219, USA

- [Hjelmgren 90] « Numerical modeling of hot electrons in n-GaAs Schottky-barrier diodes », H.Hjelmgren, IEEE Trans. On Electron Devices, Vol.37, No.5, May 1990, pp.1228-1234.
- [Kerr-1 79] « Noise and loss in balanced and subharmonically pumped mixers. Part I-Theory », A.R.Kerr, IEEE trans. MTT, vol.27, No.12, December 1979, pp.938-943.
- [Kerr-2 79] « Noise and loss in balanced and subharmonically pumped mixers. Part II-Application », A.R.Kerr, IEEE Trans. MTT, Vol.27, No.12, December 1979, pp.944-950.
- [Kollberg 84] « Microwave and millimeter-wave mixer », E.L.Kollberg, IEEE press, 1984
- [Kraus 86] « Tools of radio astronomy », J.D.Kraus, 2nd Edition, Cygnus-Quasar Books, 1986.
- [Lamb 96] « Miscellaneous data on materials for millimetre and submillimetre optics », J.W.Lamb, Int. J. of Infrared and Millimeter Waves, Vol. 17, No. 12, 1996, pp.1997-2029.
- [Lee 94] « A novel biased anti-parallel Schottky diode structure for subharmonic mixing », T.-H.Lee, C.-Y.Chi, J.R.East, G.M.Rebeiz, and G.I.Haddad, IEEE Microwave and guided wave letters, Vol. 4, No. 10, October 1994, pp.341-343.
- [Lin 99] « Anti-parallel planar Schottky diodes for subharmonically-pumped 220GHz mixer », C.-I.Lin, M.Rodríguez-Gironés, A.Simon, J.Zhang, P.V.Piironen, V.S. Möttönen, J.T.Louhi, H.L.Hartnagel, A.V.Räisänen, 10th Int. Symp. On Space THz Tech., Charlottesville, VI, March 1999, pp.86-94.
- [Louhi 95] « On the Modeling and Optimization of Schottky Varactor Frequency Multipliers at Submillimeter Wavelengths », J.T. Louhi, A.V. Räisänen, IEEE on MTT, Vol. 43, No.4, April 1995, pp.922-926.
- [Maestrini 99]« Modélisation et conception de multiplicateurs de fréquence utilisant des diodes planaires aux longueurs d'onde millimétriques et submillimétriques », PhD report, Université de Bretagne Occidentale, 1999.
- [Maestrini 04] « Report on the evaluation of the capabilities of united monolithic semiconductors to produce Schottky diode based mixers in the band 100-380 GHz », A. Maestrini, B. Thomas, *proceedings of the Round-table discussion on Schottky technology, ESTEC*, Noordwijk, The Netherlands, March 16, 2004.
- [Marazita 00] « Integrated GaAs Schottky mixers by Spin-on-Dielectric wafer bonding », S.M.Marazita, W.L.Bishop, J.L.Hesler, K.Hui, W.E.Bowen and T.W.Crowe, IEEE Trans. On Electron Devices, Vol. 47, No. 6, June 2000, pp.1152-1157.
- [Martin 01] « Fabrication of 200 to 2700 GHz multiplier devices using GaAs and metal membranes », S.Martin, B.Nakamura, A.Fung, P.Smith, J.Bruston, A. Maestrini,

F.Maiwald, P.Siegel, E.Schlecht and I.Mehdi, 2001 MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, pp.1641-1644, 2001.

- [Mehdi 94] « Effect of parasitic capacitance on the performance of planar subharmonically pumped Schottky diode mixers », I.Mehdi and P.H.Siegel, 5th Int. Symp. On Space THz Tech, University of Michigan, Ann Arbor, 1994, pp.379-393.
- [Mehdi 98] « Improved 240-GHz subharmonically pumped planar Schottky diode mixers for space-borne applications », I.Mehdi, S.M.Marazita, D.A.Humphrey, T.-H-Lee, R.J.Dengler, J.E.Oswald, A.J.Pease, S.C.Martin, W.L.Bishop, T.W. Crowe and P.H.Siegel, IEEE Trans. MTT, Vol. 46, No. 12, December 1998, pp.2036-2042.
- [Meier 82] « Wide-band subharmonically pumped W-band mixer in single-ridge fin-line », P.J.Meier, J.A.Calviello and P.R.Bie, IEEE MTT, Vol. 30, No. 12, Dec. 1982, pp.2184-2189.
- [Orlhac 03] « Design and characterization of a 330-350GHz sub harmonically pumped mixer with circular RF waveguide based on Schottky barrier diodes », J.C.Orlhac and B.Thomas, 3rd ESA workshop on millimetre-wave technology and techniques, Espoo, Finland, May 21-23, 2003.
- [Pickett 84] « Characterisation of a dual-mode horn for sub-millimeter wavelengths », H.M.Pickett, J.C.Hardy, J.Farhoomand, IEEE Trans. MTT, Vol. 32, pp.936-937, August 1984.
- [Podevin 01] « Composants Schottky à hétérostructures de semiconducteurs en technologie InP pour le mélange de fréquences à 560 GHz », F.Podevin, PhD report, Université des Sciences et Technologie de Lille, 2001.
- [Pouvil 94] « Composants semiconducteurs micro-ondes », P.Pouvil, TUI Collection Technologies, Ed. Masson, 1994.
- [Shi 97] « A waveguide-to-microstrip transition with a DC/IF return path and an offset probe », S.C.Shi and J.Inatani, IEEE Trans. MTT, Vol. 45, No. 3, March 1997, pp.442-446.
- [Siegel 83] « Design and analysis of the channel waveguide transformer », IEEE Trans. MTT, Vol. 31, pp.473-484, June 1983.
- [Siegel 84] « The measured and computed performance of a 140-220GHz Schottky diode mixer », P.H.Siegel and A.R.Kerr, IEEE Trans. MTT, Vol. 32, No.12, Dec. 1984, pp.1579-1590.
- [Siegel 91] « Improved millimeter-wave mixer performance analysis at cryogenic temperatures », P.H.Siegel, I.Mehdi and J.East, IEEE Microwave and guided wave letters, Vol. 1, No.6, June 1991, pp.129-131.

- [Siegel 99] « 2.5-THz GaAs monolithic membrane-diode mixer », P.H.Siegel, R.P.Smith, M.C.Gaidis and S.C.Martin, IEEE Trans. MTT, Vol. 47, No. 5, May 1999, pp.596-604.
- [Sze 81] « Physics of Semiconductor Devices », S.M. Sze, 2nd Edition, Wiley, 1981.
- [Vogel 93] « Analysis of a diode mounting structure of a subharmonically pumped millimetre-wave mixer », S.D.Vogel, 18th Int. Conf. In infrared and millimeter waves, University of Essex, Colchester, UK, 6-10 September 1993, pp.468-469.
- [Vogel 96] « Design and Measurements of a Novel Subharmonic Pumped Millimeter-Wave Mixer using two Single Planar Schottky-Barrier Diodes », S.D. Vogel, IEEE Trans on MTT, Vol. 44, No. 6, pp. 825-831, June 1996.
- [Wang 05] « A Family of Pickett-Potter Feedhorns with Novel Integrated Rectangular to Circular Waveguide Transition for Submillimeter-Wave Mixers and Multipliers », H.Wang, A.Maestrini, B.Thomas, D.Lautru, I.Mehdi, V.Fouad Hanna, G.Alquié and G.Beaudin, submitted to IEEE MTT, 2005.
- [Zhang 97] « Wide-band equivalent circuit of Quasi-Vertical Planar Schottky Diode for 650 GHz subharmonic mixers », J.Zhang, P.V.Piironen, V.S.Möttönen, J.T.Louhi, A.O.Lehto, A.Simon, C-I.Lin and A.V.Räisänen, proceedings of 5th Int. Symp. On THz Electronics, IRAM, Grenoble, 17-18th September 1997.
- [Zimmermann 92] « All Solid-State Radiometers for Environmental Studies to 700GHz », R.Zimmermann, R.Zimmermann and P.Zimmermann, 3rd Int. Symp. On Space THz Tech., Ann Arbor, MI, March 1992, pp.706-723.

V) Chapitre sur la radiométrie

V.1) Introduction

V.1.1) Le contexte Martien

L'objectif scientifique principal de la contribution de l'instrument MAMBO à la mission Mars Premier du CNES concerne l'étude de la circulation atmosphérique de la planète Mars (pour plus de détails, voir le chapitre I). Ces objectifs reposent sur la capacité de l'instrument à détecter des raies moléculaires fines avec une grande sensibilité et une haute résolution spectrale. De plus, la relative largeur de bande de ses récepteurs (320-350 GHz) permettrait de couvrir un domaine spectral riche en raies moléculaires. Les modèles atmosphériques développés au LMD, associés aux modèles radiométriques d'atmosphère développés à l'Observatoire de Bordeaux, ont permis des prédictions et des simulations d'observations d'une grande précision, qui consolident les objectifs scientifiques.

L'instrument hétérodyne MAMBO permettrait également d'effectuer des mesures radiométriques de la surface de Mars en ondes submillimétriques dans les deux polarisations V et H. Bien que cet objectif secondaire ait été mentionné dans la Réponse à Appel d'Offre [Forget 03], et que l'intérêt scientifique soit bien réel, le peu de modèles numériques existants permettant de simuler ces observations ainsi que le peu d'expériences menées dans ce contexte ont empêché la définition et le développement d'objectifs scientifiques clairs.

A titre d'exemple, l'instrument OMEGA de l'IAS-Orsay, un spectromètre infrarouge embarqué sur la mission Mars Express de l'ESA, a pour objectif d'étudier la composition minéralogique du sol Martien depuis l'orbiteur. De nombreuses études de laboratoires ont permis de montrer que les signatures spectrales de minéraux se trouvent dans le domaine infrarouge (3 μm -> 50 μm de longueur d'onde).

Le but de ce chapitre est de contribuer à définir plus précisément les applications potentielles de la radiométrie dans l'étude de zones désertiques. Cette étude est essentiellement fondée sur des expériences de laboratoire, qui doivent être complémentaires d'observations satellitaires

dans le domaine millimétrique. Pour cela, il est important de transposer la problématique énoncée de l'instrument MAMBO dans le contexte terrestre.

V.1.2) Analogie avec les zones désertiques terrestres

Dans les domaines millimétriques et submillimétriques, la température de brillance par mesure du niveau de continuum permet d'analyser certaines caractéristiques du sol. Associée à la connaissance de la température physique du sol, ces mesures radiométriques permettent d'établir des cartes d'émissivité qui varient en fonction des propriétés du sol (composition, porosité, teneur en eau), de la rugosité de surface, et de la diffusion en volume possible sous la surface. Ces interactions sont souvent difficiles à modéliser, car elles dépendent d'un grand nombre de paramètres difficilement accessibles. Le but de cette étude est d'essayer de comprendre les mécanismes responsables de l'émission microonde de surfaces arides grâce à des mesures en laboratoire.

V.2) Présentation des observations satellites et les cartes d'émissivités

V.2.1) Les données satellites

De nombreuses études ont montré les applications de la télédétection passive à l'étude des glaces [Mätzler 97], [Mätzler 94] ou à la surveillance de l'humidité des sols [Calvet 95], [Hallikainen 86] et [Dobson 86], mais relativement peu concernent les zones arides. Or, dans ces régions désertiques, l'humidité extrêmement basse des sols n'altère pas la signature radiométrique des matériaux constituant le sol. D'autres paramètres comme la nature et la porosité de ces matériaux contribuent alors de façon significative à la température de brillance. Récemment, les travaux de [Prigent 99] ont permis d'établir des cartes d'émissivité à partir des données radiométriques du satellites SSM/I à plusieurs fréquences (19, 22, 37 et 85 GHz), et des cartes de rugosité de surface à partir des mesures à 5 GHz du scattéromètre du satellite ERS. Un travail important d'inversion de la température radiométrique de surface en s'affranchissant de la contribution atmosphérique ont permis, en la comparant aux données prises en infrarouge thermique pour connaître la température de surface, d'établir des cartes d'émissivités ainsi que d'estimer la profondeur de l'émission microonde. Une carte des dunes

a ainsi pu être établie à partir d'observations radiométriques. Ces résultats sont présentés sur la figure V.1.

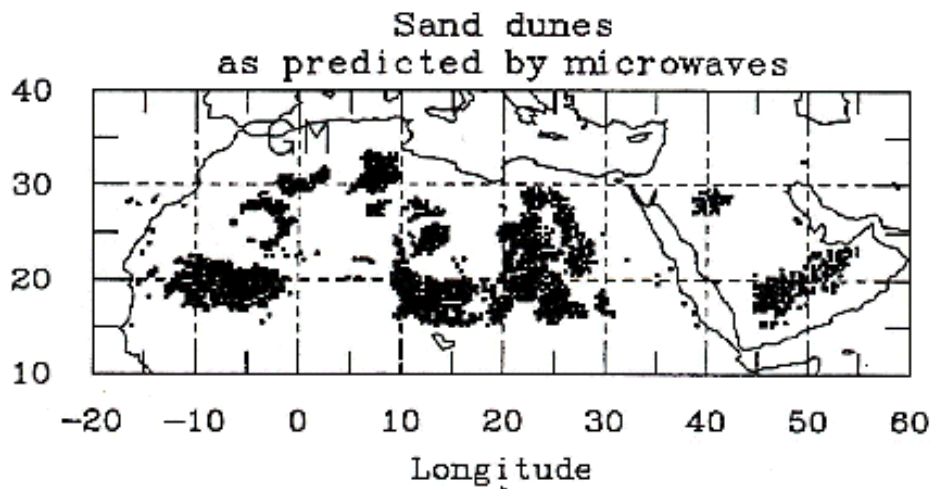


Fig. V.1 : Dunes de sables estimées par [Prigent 99] d'après les observations microondes du satellite SSM/I.

Plus récemment encore, à partir de ces mêmes cartes d'émissivité, des signatures microondes remarquablement stables au cours de l'année ont pu être obtenues par [Prigent 05], mettant en évidence des régions de faible émissivité qui ne sont pas directement interprétables. Ces résultats sont présentés sur la figure V.2 a&b.

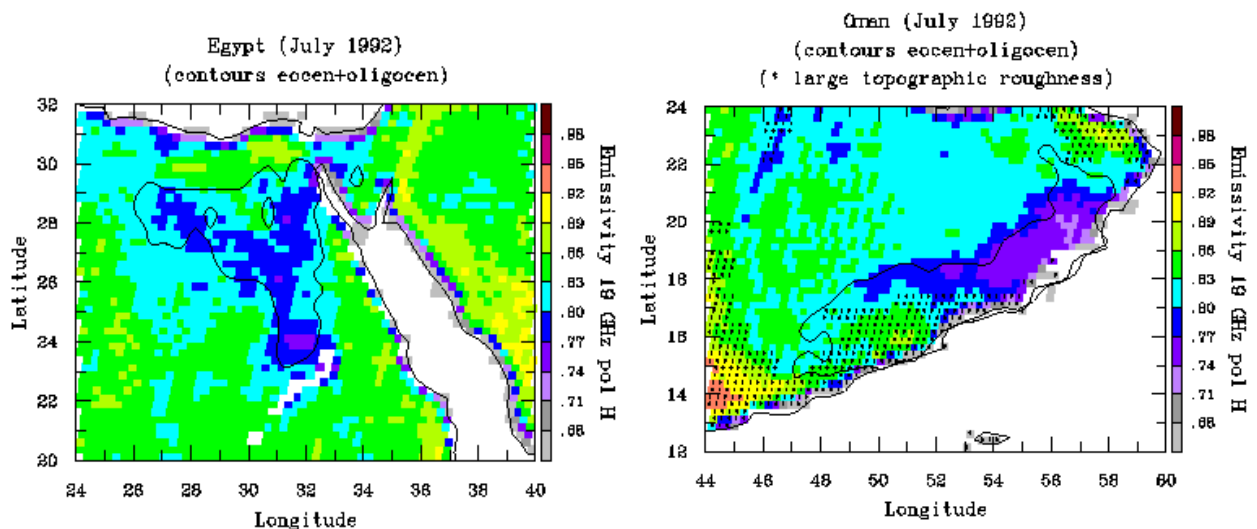


Fig. V.2 a&b : Cartes d'émissivité obtenues [Prigent 05] à partir des données microondes du satellite SSM/I.

Les zones de plus faible émissivité, notées en bleu foncé sur la figure V.2, ont été comparées à des cartes géologiques et géomorphologiques de ces régions. Cette étude a montré qu'une corrélation remarquable existait entre ces zones et des affleurements calcaires datant de l'ère tertiaire (les zones Eocène et Oligocène sont entourées par un trait noir sur la figure V.2), au Sud-Ouest du sultanat d'Oman et au Nord-Est de l'Egypte. Sur la figure V.2b, les montagnes

au Sud-Ouest d'Oman (50° de longitude Est, 15° de latitude Nord) indiquées par des pointillés font remonter l'émissivité à cause de la forte rugosité de surface et peuvent ainsi masquer la signature radiométrique détectée.

Afin de vérifier l'hypothèse géologique de ces signatures microondes particulières obtenues d'après les données du satellite SSM/I, des tests en laboratoire ont été effectués sur plusieurs types de roches, sables et cristaux, y compris sur des échantillons provenant de ces régions. Très peu de mesures de propriétés diélectriques de roches existent à ces fréquences et sont, en général, limitées en fréquence jusqu'à 35 GHz [Campbell 69]. Il est donc nécessaire d'effectuer des mesures complémentaires sur un panel d'échantillons jusqu'à 180 GHz.

V.2.2) La nature des matériaux à analyser

Une campagne de mesures spectroscopique, radiométrique et chimique a été menée sur une grande variété de roches, cristaux, sables et poudres.

Grâce à la collaboration du laboratoire géologique du BRGM à Orléans, des échantillons de roches et de sables provenant du désert d'Oman ont été obtenus afin de les étudier. D'autres types de roches et sables de provenances différentes ont été sélectionnés pour permettre de diversifier les mesures (différents matériaux) et les comparer avec les roches d'Oman. Plusieurs types de cristaux purs naturels et artificiels ont également été sélectionnés et analysés. Ces matériaux servent de roches témoins pour les mesures. L'obtention d'échantillons de dimensions suffisantes a été possible grâce à une collaboration du laboratoire avec l'ENSMP (Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris), et de la société Schott Lithotec basée à Iéna en Allemagne.

Enfin, des échantillons de poudres chimiques pures ont été également envoyés à Bordeaux pour être testés par le laboratoire PIOM. Ces poudres sont des composés chimiques purs de sulfates et carbonates : Carbonates de Potassium K_2CO_3 , Sulfate de Magnésium Na_2CO_3 , Carbonate de Calcium $CaCO_3$, Sulfate de Strontium et Dolomite $CaMgCO_3$. Elles permettent d'analyser une partie des éléments chimiques constitutifs des roches d'Oman. Les résultats des mesures de permittivité diélectrique de ces poudres sont reportés dans [Ruffier 03].

Le tableau V.1 donne une liste des roches, sables et cristaux analysés.

Réf. Roches	Epaisseur (mm)	Composition	Provenance
JR4-1	5	Biocalcarénite à miliolites	Désert d'Oman
JR5	3,8	Calcaire rougi	Désert d'Oman
JR6	5	Calcaire- biomicrite à petits lamellibranches	Désert d'Oman
JR10	5,2	Calcaire rougi	Désert d'Oman
JR11	5,6	Calcaire rougi	Désert d'Oman
JR12	5	Calcaire rougi	Désert d'Oman – Ghaba
A75-11	3,25	Packstone gris à discocyclines	Sud des montagnes d'Oman
A92-2	3,45	Calcarénite beige à grosses nummulites	Désert d'Oman
A-95	3,3	Calcarénite fine à alvéolines	
Rabkot 5	11,1	Agathe	Maroc
Ruwaya 3	8,5	???	Maroc
Thumruit 1	12	???	Maroc
Rabkot blanc	11,5	???	Maroc
YLN96-13	5,4	Basalte	Ethiopie
UV84	5,5	Volcanisme acide	Massif central (France)
RT6A28	10,7	Amphibolite	Unité inf. des Gneiss Limousin (France)
Roche Oman	9 - 20	Calcaire blanc	Désert d'Oman
Marbre Vert	20	Marbre	Italie
Marbre Rouge	18	Marbre Scuro	Garde - Italie
Granite tuile	10	Granite	
Calcaire tuile	10	Calcaire blanc	
OG4C35	9	Granite à 2 micas	Limousin (France)
Réf. Cristaux	Epaisseur (mm)	Composition	Provenance
Calcite	36	CaCO ₃	Helgustadir - Islande
Gypse (Rose des sables + plaque)	4,1 – 8	SO ₄ Ca-nH ₂ O (*)	Maroc-Tunisie
Magnésite	12	MgCO ₃	Brumado- Brésil
Quartz	10	SiO ₂	Synthétique
Fluorure de Calcium	17 - 18	CaF ₂	Synthétique (Schott – Iéna)
Réf. Sables	Taille grains (mm)	Composition	Provenance
Sable d'Oman	0,1-2	Calcaire	Désert d'Oman
Sable quartzeux	0,3-0,5	Quartz	Dune du Pila (France)
Sable de Tunisie	0,1-0,15	Quartzeux - rouge	Grand Erg Oriental (Tunisie)

Tableau V.1 : Liste des échantillons mesurés en laboratoire. La majorité de ces matériaux a été caractérisée entre 100 MHz et 180 GHz. (*) le radical n représente le nombre de molécules d'eau qui peuvent composer le gypse. Ce nombre varie typiquement de 1 à 6.

V.3) Mesures vectorielles des matériaux

Le premier type d'analyse concerne l'étude des propriétés diélectriques des matériaux dans la bande de fréquences allant de 10 MHz à 180 GHz par mesures vectorielles. Les propriétés diélectriques des matériaux sont définies par leur permittivité complexe. Cette permittivité complexe est habituellement notée :

$$\varepsilon = \varepsilon' - j.\varepsilon'' \quad [V.1]$$

Où ε' et ε'' sont tous les deux réels. ε'' est positif pour les matériaux passifs.

Les pertes dissipatives sont données par la relation :

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad [V.2]$$

Afin de mesurer la permittivité complexe des matériaux dans une gamme de fréquences étendue (quelques centaines de MHz jusqu'à plusieurs centaines de GHz), plusieurs instruments ont été utilisés lors de cette étude. Le point commun à ces différentes mesures est l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel, qui permet de quantifier en amplitude et en phase la perturbation d'un système mesuré en transmission ou en réflexion par l'introduction de l'échantillon à tester. Nous allons décrire les différents systèmes utilisés lors de cette étude pour les mesures vectorielles.

Avec le matériel de mesure disponible, il n'a été possible de faire des mesures vectorielles que jusqu'à 180GHz. Etant donné la relative homogénéité des roches aux longueurs d'ondes millimétriques, les propriétés diélectriques sont censées varier assez peu avec la fréquence, particulièrement au delà de quelques dizaines de GHz, comme il est mentionné dans [Sihvola 99]. On assumera donc que ces mesures sont valides également à 300 GHz.

V.3.1) Les mesures à basses fréquences (100 MHz-3 GHz)

Les mesures à basses fréquences ont été réalisées de deux manières différentes. La 1^{ère} utilise une cellule capacitive permettant, à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel, de mesurer la capacité électrique des échantillons usinés sous forme de pastilles comparée à la capacité d'un même disque d'air [Ruffier 03]. On peut ainsi déterminer la permittivité complexe du matériau introduit dans cette cellule capacitive. Le banc de test ainsi que les mesures ont été faites par le PIOM de Bordeaux.

La 2^{ème} méthode utilise un résonateur coaxial semi-ouvert connecté à un analyseur de réseau vectoriel pour mesurer la permittivité complexe des matériaux. Ce banc de test a été réalisé par l'IAP de Bern pour mesurer initialement les propriétés diélectriques de la neige. Cette technique développée en détail dans [Mätzler 87], consiste à mesurer la déviation de la fréquence et la largeur à 3 dB du pic de résonance entre le résonateur à vide et quand on le remplit avec du sable, ou quand on met en contact le conducteur central de l'extrémité ouverte du résonateur avec la surface plane du matériau à tester. Le résonateur utilisé à l'IAP de Bern présente une fréquence de résonance à 1,29 GHz. Son coefficient de qualité à vide est d'environ 1000. La bande à 3 dB est de 1,7 MHz à vide.

V.3.2) Les mesures à hautes fréquences (30 GHz-180 GHz)

Des mesures en ondes millimétriques ont été faites au laboratoire PIOM entre 30 GHz et 90 GHz, et au LERMA entre 100 GHz et 180 GHz. En effet, afin de se placer dans le contexte de l'instrument MAMBO dont la fréquence d'observation est centrée à 330 GHz, il était nécessaire d'étendre la bande de caractérisation des matériaux au LERMA jusqu'à au moins 180 GHz. J'ai donc conçu et réalisé un banc de test quasi-optique pouvant fonctionner jusqu'à 500 GHz. Les mesures faites au laboratoire PIOM et au LERMA utilisent toutes deux un système quasi-optique connecté à un analyseur de réseau vectoriel de la société *ABmm*. Le principe des mesures quasi-optiques est détaillé dans [Goy 00]. Le système quasi-optique développé au LERMA dans le cadre de cette étude, avec l'aide d'un étudiant stagiaire, est représenté sur la figure V.3 a&b.

Le système quasi-optique est constitué de quatre miroirs paraboliques strictement identiques montés sur une plaque métallique, et de deux supports des dispositifs émetteurs et récepteurs (voir figure V.5). Cette configuration symétrique permet de focaliser le signal de source obtenu par un générateur harmonique connecté à un cornet (au niveau w01 représentant le 1^{er} *waist* du cornet émetteur), au niveau de l'échantillon (à w03 représentant le 3^{ème} *waist*). Un faisceau de dimension égale au *waist* du cornet émetteur est ainsi refocalisé sur l'échantillon à tester. Ce système permet ensuite de guider quasi-optiquement le signal transmis à travers l'échantillon vers le cornet récepteur connecté à un mélangeur harmonique de détection (au niveau de w05 représentant le *waist* du cornet de réception). On peut ainsi effectuer une mesure vectorielle en transmission. Les miroirs ont une distance focale de $F=9$ cm, et sont

réalisés dans une section de paraboloïde d'équation : $z=\sqrt{0,18.x}$. Différents cornets émetteurs et récepteurs peuvent être alignés dans les 3 dimensions par rapport au point focal du 1^{er} et du dernier miroir grâce à des micromètres.

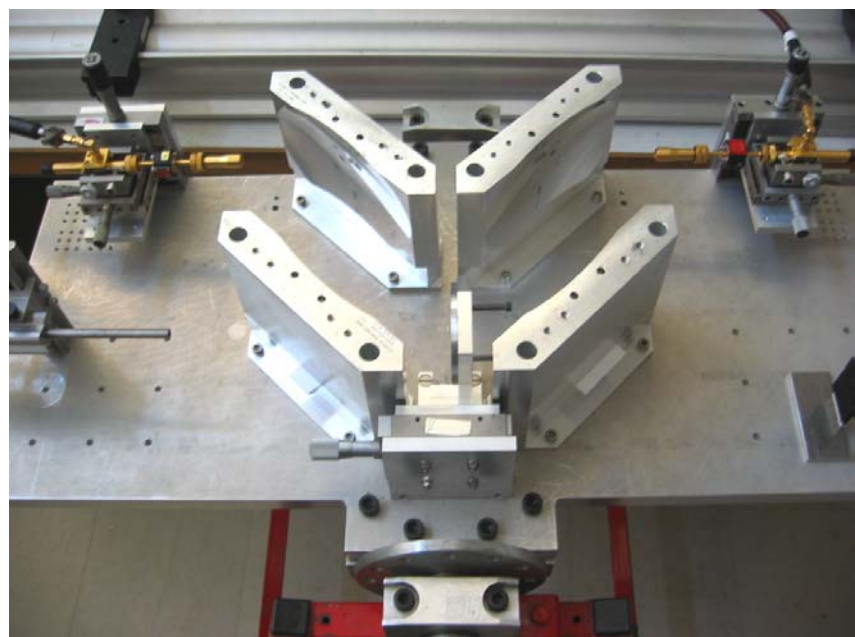


Fig. V.3 (haut):

Photographie du banc de test quasi-optique permettant des mesures en transmission avec un analyseur de réseau vectoriel et des mélangeurs harmoniques de la société ABmm.

Fig. V.4 (droite) :

L'échantillon est placé entre les deux miroirs parabo-liqués du milieu – en bas de la photo. Les éléments de source, le détecteur et les cornets fonctionnent dans la bande 150-180 GHz.



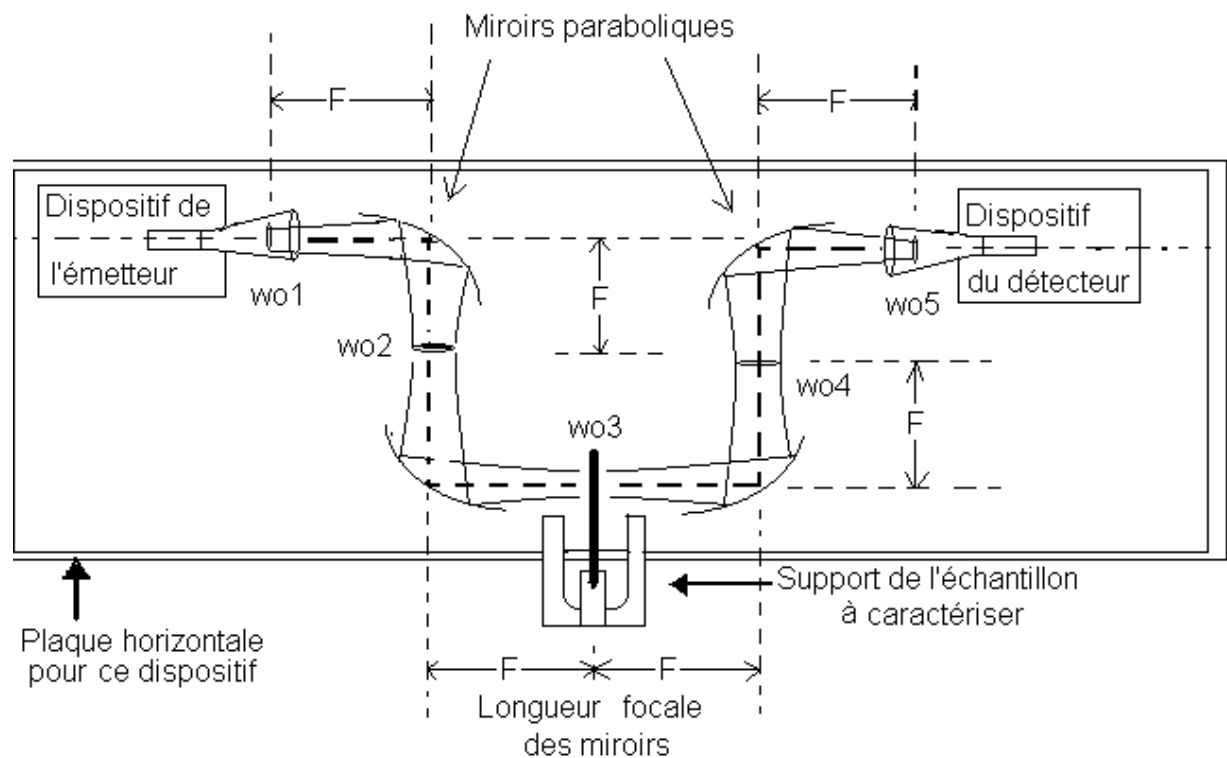


Fig. V.5 : Schéma synoptique du fonctionnement du banc de test quasi-optique en transmission pour la caractérisation de matériaux jusqu'à 180GHz.

La mesure des propriétés diélectriques d'un échantillon est obtenue en effectuant d'abord un calibrage à vide du système lors du balayage en fréquence. Puis l'amplitude et la phase du signal en transmission sont enregistrées après insertion dans le support central de l'échantillon à tester. L'échantillon fonctionnant comme un résonateur de Fabry-Pérot doit présenter impérativement des faces parallèles entre elles et normales au rayonnement incident. Des « tranches » de roches ont donc été taillées à l'aide d'une scie circulaire munie d'une lame en diamant. Une fois le signal enregistré, un algorithme itératif permet de calculer la partie réelle et imaginaire de la permittivité complexe du matériau qui reproduit les variations en amplitude et en phase du signal mesuré. Un exemple est donné sur la figure V.6 et V.7. Le détail de cette procédure se trouve dans [Goy 00].

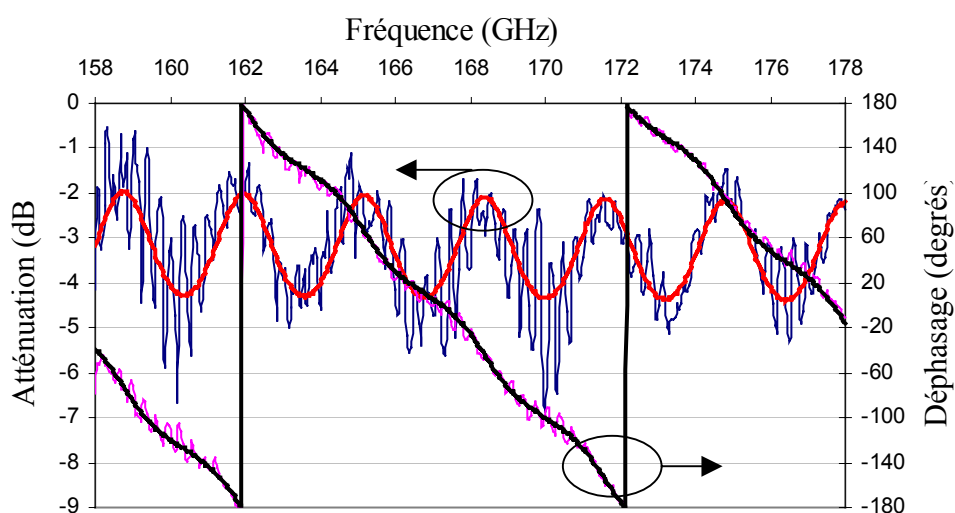


Fig. V.6 a&b : Mesures de l'atténuation et du déphasage engendrés par l'insertion d'un échantillon de cristal de fluorure de Calcium CaF_2 (figure du haut) et de roche volcanique acide – UV84 (figure du bas) dans le banc de test quasi-optique en transmission, en fonction de la fréquence. Des courbes sont ajustées aux mesures afin de calculer leur permittivité complexe.

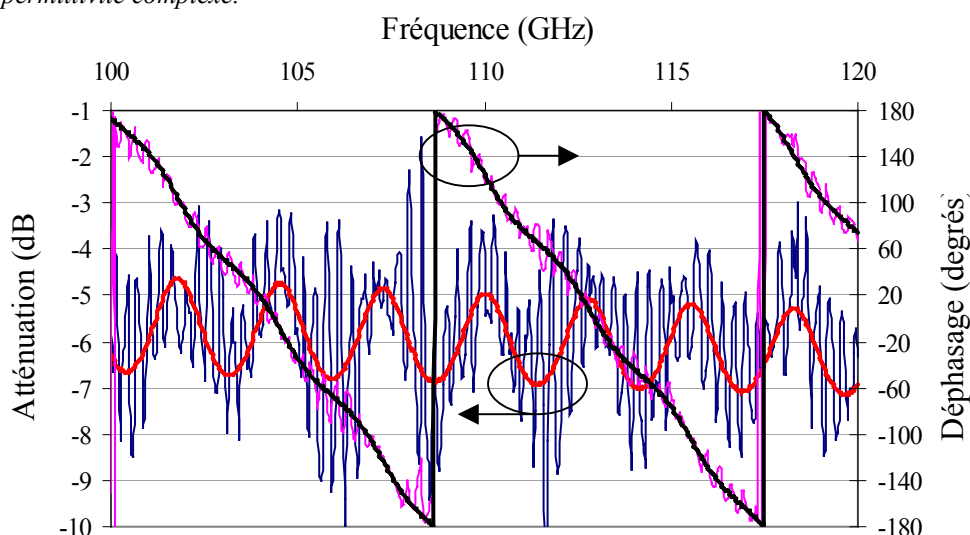
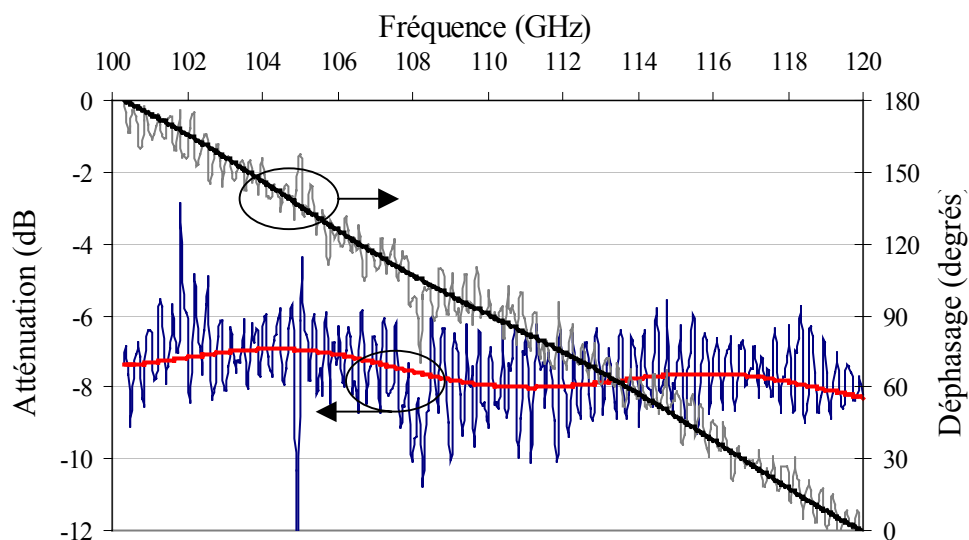


Fig. V.7 : Mesures de l'atténuation et du déphasage engendré par l'insertion d'un échantillon de calcaire du désert d'Oman – JR5- (figure du bas) dans la bande de fréquence 100-120 GHz. Des courbes sont ajustées aux mesures pour calculer leur permittivité complexe.



Cette méthode de mesure en transmission permet de caractériser des matériaux solides, comme des roches. Cependant, le support d'échantillon ne permet pas de tester de manière simple des matériaux sous forme de poudres ou de liquides. Il est néanmoins possible d'utiliser ce même banc de test pour effectuer des mesures en réflexion. Pour cela, un coupleur 20 dB est connecté au cornet qui sert à la fois en émission et en réception. Le signal réfléchi est ensuite guidé vers le récepteur harmonique. Un inconvénient de cette méthode est que l'on est limité en dynamique par les caractéristiques du coupleur. En effet, à 180 GHz, le coupleur 20 dB possède une isolation de -40 dB et un coefficient de couplage de -20 dB, ce qui limite la dynamique à 20 dB. C'est certes suffisant pour la caractérisation de matériaux à pertes moyennes (comme les roches et les sables), mais insuffisant pour la mesure d'absorbants microondes qui ont des coefficients de réflexion typiquement inférieurs à -20 dB. Le support d'échantillon est remplacé par une écuelle à fond plat en métal de 6 cm de diamètre qui peut recevoir tous types de poudres, sables et liquides. Le banc de test en réflexion est représenté sur la figure V.8. Des absorbants en ondes millimétriques de la société Thomas Keating tapissent les bords du chemin quasi-optique afin de réduire les réflexions et diffractions parasites.

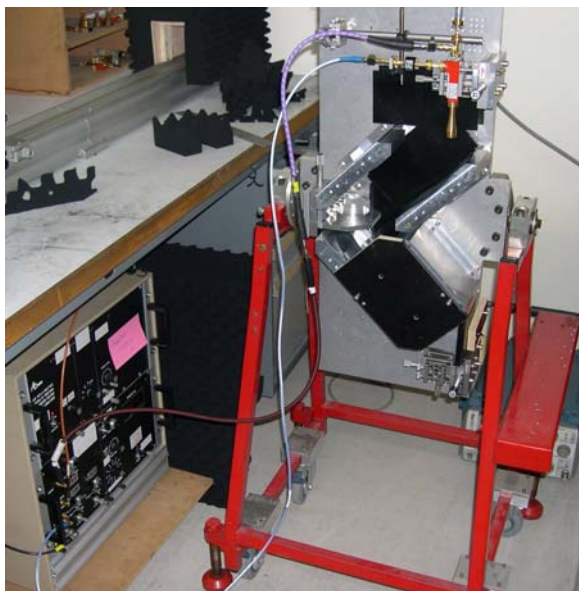
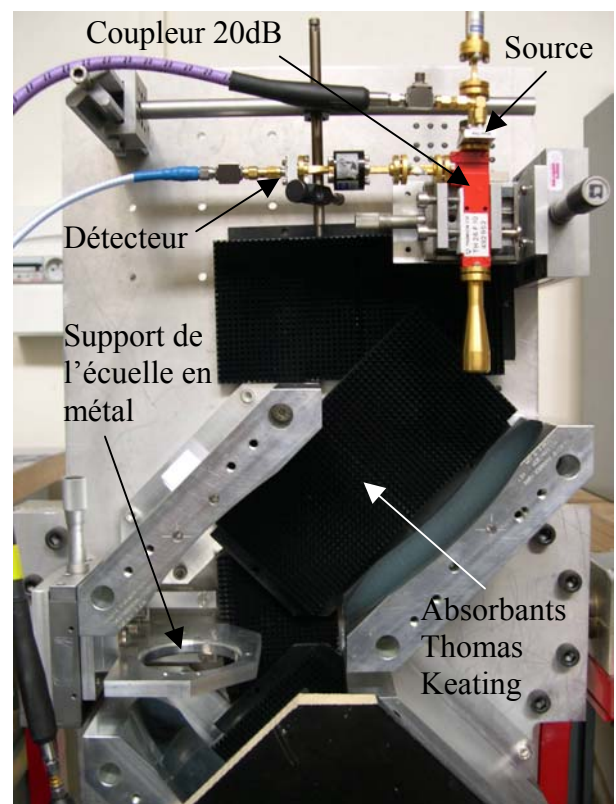


Fig. V.8 : Photographie du banc de test quasi-optique en réflexion. Les éléments de source, détecteur, coupleur et cornet fonctionnent dans la bande 100-120 GHz.



Avant de pouvoir déposer l'échantillon sur le support métallique, il est nécessaire de faire un calibrage « 3 points », afin d'inclure dans la calibration à vide les ondes stationnaires qui apparaissent dans le coupleur et sur le chemin quasi-optique.

La figure V.9 présente un exemple des mesures effectuées entre 160 GHz et 178 GHz sur du sable quartzéux. De même qu'avec la mesure en transmission, le calcul de la partie réelle et imaginaire de la permittivité complexe des échantillons s'effectue en ajustant aux mesures une courbe théorique dépendante de la partie réelle et imaginaire de la permittivité du matériau. La partie réelle ϵ' (voir équation [IV.1]) est obtenue à partir de la rotation de phase, sa partie imaginaire ϵ'' à partir de l'atténuation en amplitude.

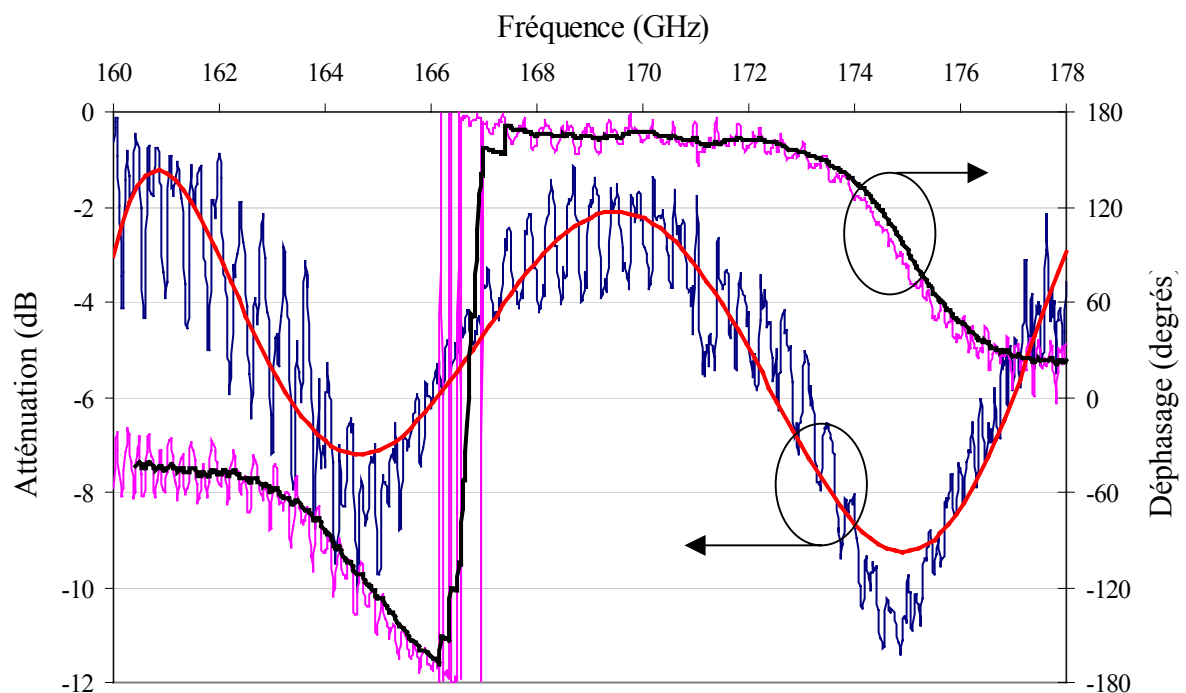


Fig. V.9 : Mesures de l'atténuation et du déphasage engendré par l'introduction d'un échantillon de sable de la plage de Biarritz, en fonction de la fréquence. Des courbes sont ajustées aux mesures pour calculer leur permittivité complexe

V.3.3) Résultats des mesures vectorielles

Les résultats regroupant la permittivité complexe des matériaux aux différentes fréquences sont présentés en Annexe C. Ces résultats sont en accord avec les valeurs trouvées dans la littérature pour les matériaux naturels comme les roches [Campbell 69], les sables [Mätzler 98], et les matériaux artificiels comme les cristaux purs [Lamb 96]. D'une manière générale, le comportement en fréquence des différents matériaux est stable au-delà de 10 GHz. Ces

matériaux sont donc peu dispersifs dans le domaine millimétrique. En faisant une étude statistique des mesures faites sur les matériaux listés précédemment, on remarque que, d'une manière générale, les matériaux de même type possèdent une permittivité complexe similaire :

- Les roches *felsiques* (silicates riches en feldspaths et en silice comme le granite, l'agate) et leur constituant minéraux (quartz) ont comme caractéristiques : $\epsilon' = 4,75 \pm 0,75$ et $\epsilon'' = 0,15 \pm 0,1$
- Les roches *mafiques* (silicates riches en Magnésium et Fer) comme les basaltes ont des propriétés diélectriques : $\epsilon' = 8 \pm 1$ et $\epsilon'' = 0,5 \pm 0,1$
- les carbonates (roches calcaires, ainsi que les cristaux de calcite) et leurs constituants minéraux (Spat d'Islande) ont comme caractéristiques : $\epsilon' = 8 \pm 1$ et $\epsilon'' = 0,15 \pm 0,1$

En l'absence d'humidité, la permittivité complexe des roches solides varie donc dans une gamme relativement restreinte. Le tableau V.2 reprend, d'après les mesures faites dans cette étude et celles publiées précédemment, les moyennes des permittivités diélectriques des roches.

Roches	Fréq. (GHz)	ϵ'	ϵ''	Références
Granites (valeurs moyennes)	0,45	5,47	0,08	[Campbell 69]
	35	5,31	0,1	[Campbell 69]
	170	5,31	0,197	Ce travail
Basaltes (valeurs moyennes)	0,45	7,79	0,2	[Campbell 69]
	35	7,36	0,41	[Campbell 69]
	170	7,67	0,45	Ce travail
Carbonates (valeurs moyennes)	0,2	8,9	0,2	Ce travail
	35	7,76	0,24	Ce travail
	110	8,12	0,1	Ce travail
	170	7,68	0,11	Ce travail
Andésite	0,45	5,1	0,02	[Campbell 69]
	35	5,0	0,07	[Campbell 69]

Tableau V.2 : Récapitulatif des valeurs moyennes des permittivités complexes des roches en fonction de leur classe.

D'après ces données, il est possible de calculer leur émissivité théorique.

V.3.4) Calcul de l'émissivité de ces matériaux avec un modèle IEM

Pour déterminer l'émissivité théorique des différents matériaux analysés précédemment, on utilise dans un premier temps les équations de Fresnel, en faisant l'approximation que la réflexion d'une onde se fait sur un plan infini séparant deux milieux semi-infinis : l'un des demi-espaces est rempli d'air, l'autre d'un matériau uniforme possédant les caractéristiques diélectriques des roches mesurées dans le paragraphe précédent. Les équations de Fresnel sont les suivantes :

$$r_h(\theta) = \left| \frac{\cos(\theta) - \sqrt{\varepsilon - \sin^2(\theta)}}{\cos(\theta) + \sqrt{\varepsilon - \sin^2(\theta)}} \right|^2 \quad r_v(\theta) = \left| \frac{\varepsilon \cos(\theta) - \sqrt{\varepsilon - \sin^2(\theta)}}{\varepsilon \cos(\theta) + \sqrt{\varepsilon - \sin^2(\theta)}} \right|^2 \quad [\text{V.3}] \& [\text{V.4}]$$

L'émissivité est donnée par la loi de Kirchoff : $\varepsilon_p + r_p + t_p = 1$ avec $p=h,v$. [V.5]

Avec θ l'angle d'incidence au nadir et ε la permittivité complexe du matériau diélectrique.

Nous allons dans un 1^{er} temps envisager un cas idéal où la transmissivité $t_p=0$. Nous verrons par la suite que cette hypothèse n'est pas forcément valide pour des échantillons d'épaisseur finie. Pour un matériau dont l'épaisseur est suffisamment grande, comme on peut l'espérer de surfaces naturelles, cette hypothèse est valide. Les résultats en émissivité sont présentés sur la figure V.10.

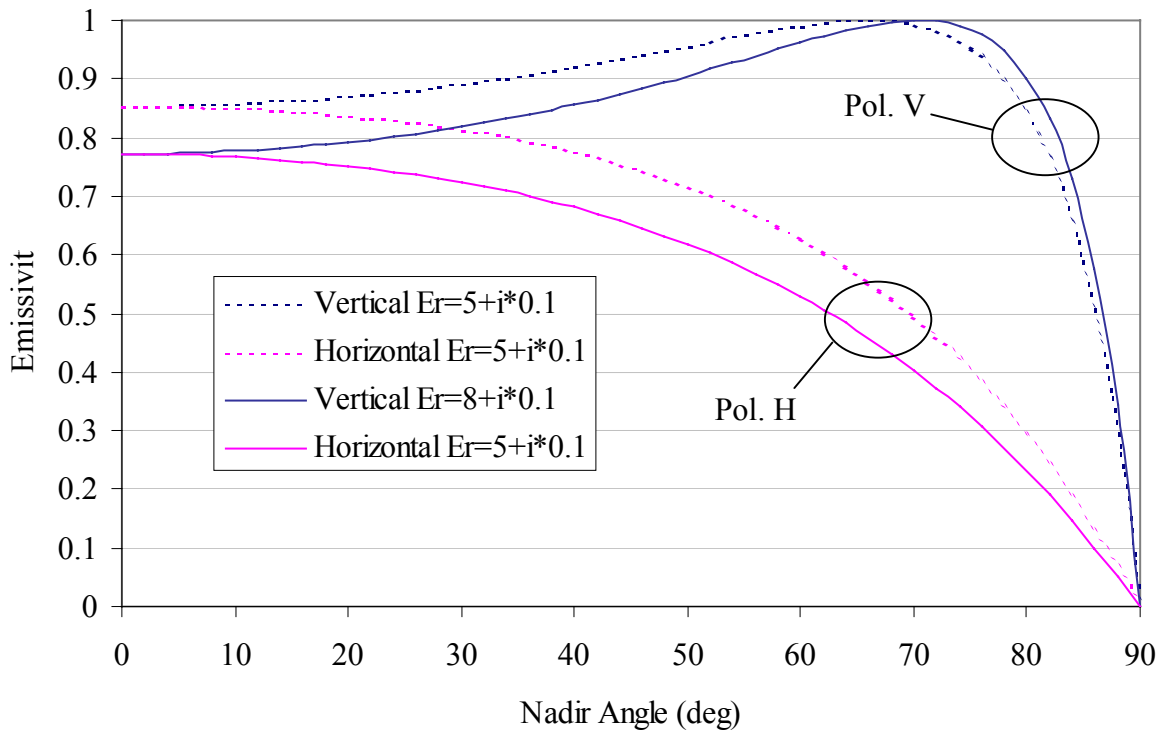


Fig. V.10 : Emissivité théorique calculée à partir des équations de Fresnel en prenant des matériaux ayant les mêmes propriétés diélectriques que les roches mesurées.

D'après la figure V.10, l'émissivité calculée à 53° (angle d'observation du satellite SSM/I) varie d'environ 0,1 en polarisation H et 0,05 en polarisation V, pour des types de roches ayant une permittivité complexe égale à $8+i.0,1$ et $5+i.0,1$.

En utilisant un modèle *Integral Equation Model* (IEM) développé par [Shi 02] pour calculer la différence d'émissivité entre un matériau de permittivité $5+i.0,1$ et un matériau de permittivité $8+i.0,1$, l'introduction d'une contribution de la rugosité de surface a pour effet de dépolariser l'émissivité en passant progressivement d'une réflexion purement spéculaire à une polarisation purement lambertienne. Cette rugosité est caractérisée par la longueur de corrélation et la déviation standard de la hauteur de surface. Il est très difficile de connaître précisément ces valeurs, et nous avons ici choisi des valeurs cohérentes pour voir leurs influences sur les calculs d'émissivité. Les résultats sont présentés sur la figure V.11, avec comme paramètres d'entrée au modèle une longueur de corrélation de $1.\lambda$, une déviation standard de $0,1.\lambda$, et une fréquence d'observation de 50 GHz.

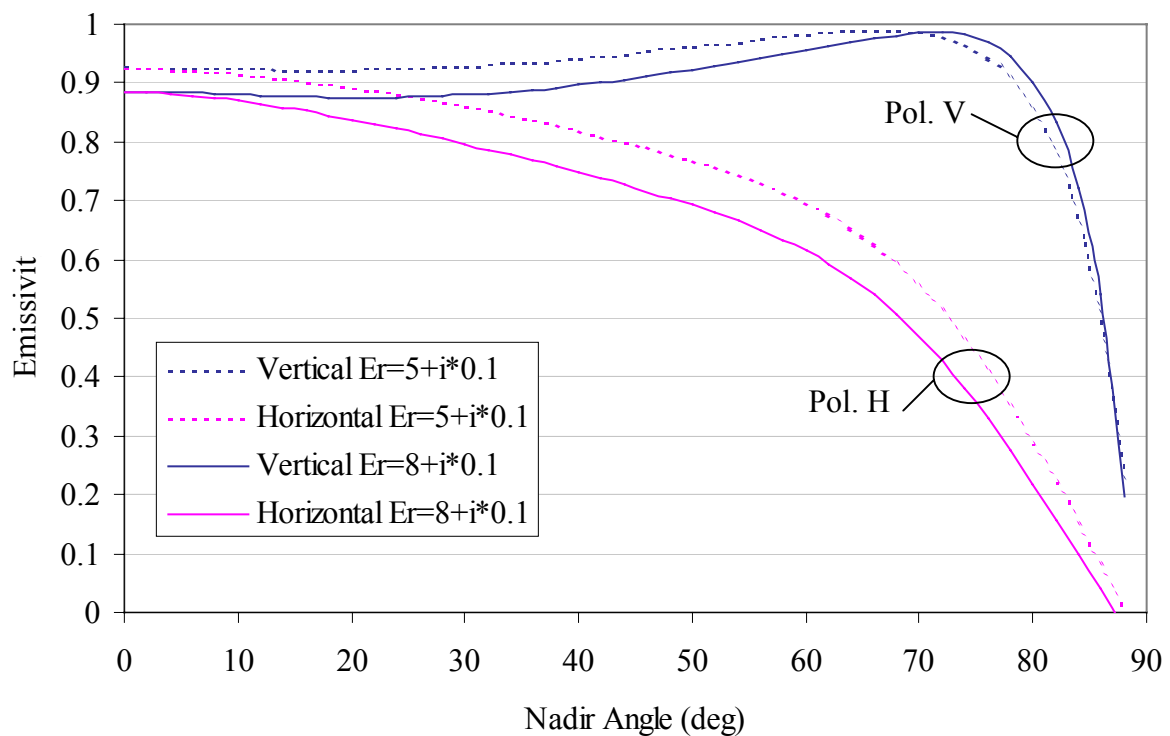


Fig. V.11 : Emissivité théorique calculée à partir d'un modèle IEM en prenant des matériaux ayant les mêmes propriétés diélectriques que les roches mesurées. La fréquence d'observation est 50 GHz. Les paramètres de rugosité de surface sont : longueur de corrélation= $1.\lambda$, déviation standard de $0,1.\lambda$.

La différence d'émissivité entre un matériau de permittivité complexe $5+i.0,1$ et $8+i.0,1$ est de l'ordre de 0,08 en polarisation H et 0,035 en polarisation V. Il semble donc que l'introduction d'une contribution de la rugosité dans le modèle IEM ne fasse pas varier

significativement la différence d'émissivité des deux types d'échantillons en polarisation H. Ce modèle permet, en première approximation, d'expliquer partiellement les observations (voir figure V.2 a&b). Cependant, ce modèle néglige les hétérogénéités de surface à l'interface air-sol. En effet, un modèle permettant de prendre en compte les différentes couches du sol proche de la surface (comme par exemple une couche de sable en surface, suivie d'une sous-couche de roche) serait certainement plus approprié pour simuler l'émissivité réelle. La conception d'un modèle global de calcul de l'émissivité des sols, en tenant compte également du relief à grande échelle [Mätzler 00], est sans doute une voie d'investigation promise à un bel avenir.

Si ces signatures géologiques de faible émissivité observées par satellite dans les déserts d'Egypte et d'Oman sont causées par une permittivité diélectrique particulièrement élevée des roches calcaires, alors les roches basaltiques devraient elles aussi posséder des signatures radiométriques de faible émissivité dans les régions désertiques. En effet, d'après [Campbell 69] et les mesures effectuées dans cette étude sur l'échantillon basaltique (voir l'échantillon de roche basaltique d'Ethiopie YLN 96-13 en Annexe C), les roches basaltiques ont, elles aussi, une permittivité complexe de l'ordre de : $\epsilon_r = 8 + i.0,5$ dans le domaine millimétrique, proche de celle des roches calcaires. Cette hypothèse reste à confirmer par des observations in-situ ou par satellite.

Afin de compléter l'étude des différents matériaux géologiques sélectionnés pour cette étude et d'obtenir des mesures plus proches du mode d'observation des satellites SSM/I, il a été décidé d'effectuer des mesures radiométriques sur certains de ces échantillons. Ces mesures ont été possibles grâce à la mise en place d'une collaboration de notre laboratoire avec l'Institut de Physique Appliquée de l'Université de Berne (Suisse). L'IAP (*Institute of Applied Physics*) de Berne a en effet une grande expérience des mesures radiométriques en laboratoire et in-situ principalement orientée sur les glaces. Nous avons pu profiter de leur matériel et de leur expertise pour effectuer des mesures d'émissivité sur des échantillons de roches et sables. Cette campagne de mesure est présentée au paragraphe suivant.

V.4) Mesures radiométriques des matériaux

Afin de vérifier expérimentalement les différences d'émissivités observées d'après les données satellites analysée (paragraphe V.2) et calculées d'après les mesures de permittivité complexe des roches en laboratoire (paragraphe V.3), une campagne de mesures radiométriques a été mise en place avec la collaboration de l'Institut de Physique Appliquée de l'Université de Berne (Suisse). Cette campagne a pour but de confirmer les différences d'émissivité relatives entre différents types de roches et de les comparer aux résultats précédemment obtenus. Plusieurs radiomètres permettant de faire des mesures de 21 GHz à 150 GHz ont été développés par l'Université de Berne. Grâce à leur expérience dans les mesures radiométriques d'émissivités de matériaux (en particulier les glaces [Wiesmann 98] et de feuilles [Mätzler 88]), des mesures sur une dizaine d'échantillons ont pu être effectuées aux fréquences suivantes : 21 GHz, 36 GHz, 94 GHz et 150 GHz, à 45° et 50° d'angle d'incidence, dans les deux polarisations V et H. La procédure de test et le matériel utilisé lors de cette campagne va maintenant être décrite.

V.4.1) Présentation du banc de mesures radiométriques

Quatre radiomètres linéairement polarisés ont été utilisés pour effectuer des mesures sur plusieurs échantillons de roches et de sables. Il s'agit de radiomètres portables montés sur une table à inclinaison variable, représentés sur la figure V.12 et V.13. Deux radiomètres opérant à 21 GHz et 36 GHz sont intégrés dans un même instrument appelé TRARA (Tragbares Radiometer). Le radiomètre opérant à 94 GHz est intégré dans l'instrument PORA (Portable Radiometer) et le radiomètre opérant à 150 GHz est intégré dans l'instrument ASMUWARA (All-Sky Multi Wavelength Radiometer). Un radiomètre complémentaire MORA (Mono Radiometer) fonctionnant à 11 GHz a également été monté sur la plateforme, mais il n'a pas été utilisé car le faisceau du cornet était trop grand par rapport à la taille des échantillons.

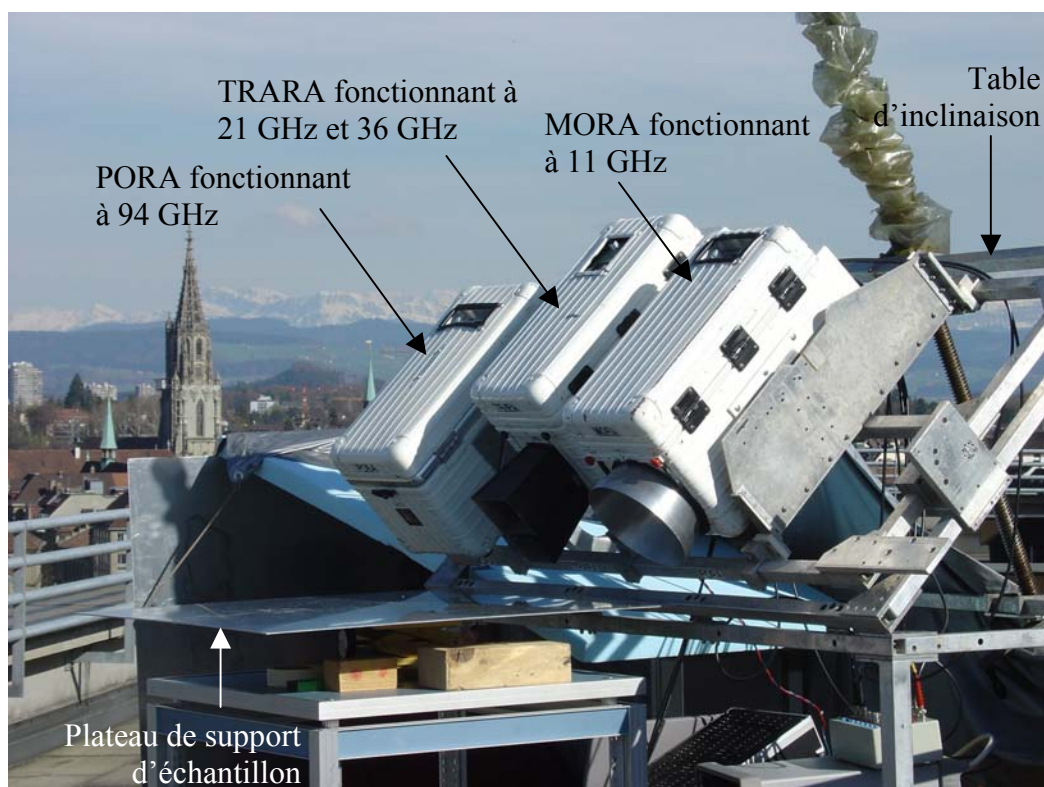


Fig. V.12 & V.13 : Photos des radiomètres MORA, TRARA et PORA installés sur la table d'inclinaison (photo du haut) et ASMUWARA (photo du bas, courtesy Lorenz Martin IAP-University of Bern), durant la campagne de tests sur le toit de l'IAP à Berne. Les échantillons étaient placés sur la plaque métallique de support.



La procédure de mesures radiométriques est identique à celle décrite dans [Wiesmann 98]. Les échantillons sont placés sur un support horizontal devant les trois radiomètres inclinés, et sur un support incliné devant le radiomètre de l'instrument ASMUWARA, comme le montre la figure V.14.

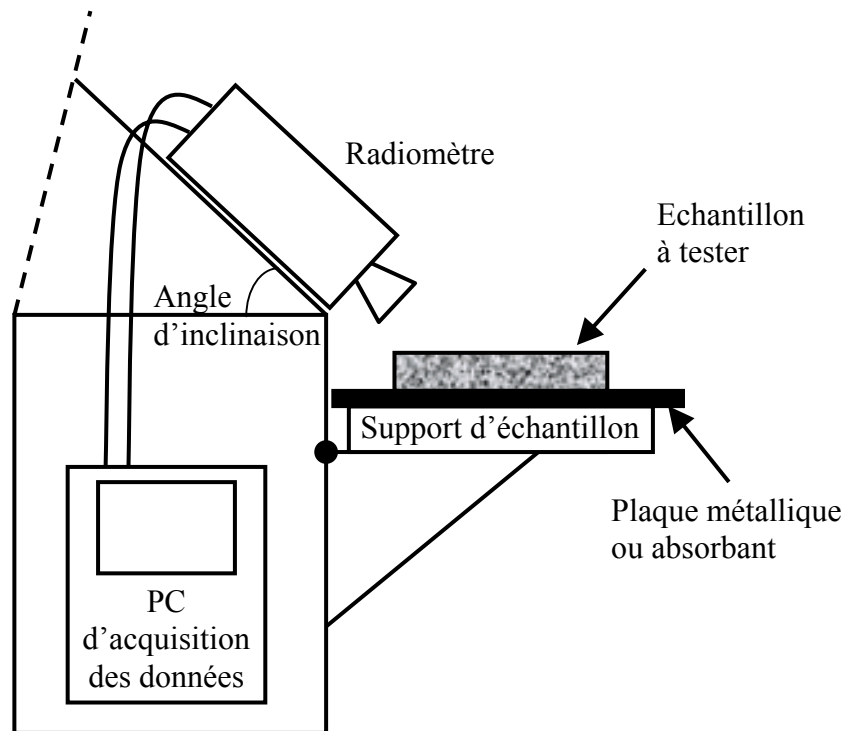


Fig. V.14 : Schéma de l'expérience concernant les mesures radiométriques d'échantillons de roches et sables.

Les différentes étapes de la procédure de mesures radiométriques des échantillons sont représentées sur la figure V.16. Quatre types de mesures ont été conduits pour déterminer la réflectivité et l'émissivité des échantillons de roches et de sables. Dans un premier temps, le radiomètre est calibré en plaçant devant celui-ci successivement une plaque métallique et un absorbant microonde. Les puissances de sortie correspondant aux températures de brillances, resp. T_{ciel} et T_{charge} , sont enregistrées. Dans un deuxième temps, un échantillon est placé successivement sur la plaque métallique et sur l'absorbant. Les températures de brillance du système *échantillon+plaque* et *échantillon+absorbant*, resp. T_{met} et T_{abs} , sont à nouveau enregistrées. Les échantillons sont toujours placés entre 10 et 20 cm de l'ouverture du cornet afin d'enregistrer le rayonnement provenant uniquement de l'échantillon avec le moins de contributions possibles de leur environnement proche. Pour chaque échantillon, cette procédure de mesure sur un absorbant et une plaque métallique est répétée avec chaque radiomètre, dans les deux polarisations successives et à deux angles différents : 45° et 50° d'inclinaison. Il n'a pas été possible d'effectuer des mesures sous d'autres angles d'incidences, car la surface des échantillons ne permettait pas de couvrir une aire de vue

(*field-of-view* en anglais) trop importante des radiomètres quand l'angle d'incidence est inférieur à 45°. Quand l'angle d'incidence est supérieur à 50°, il est nécessaire d'éloigner l'échantillon du radiomètre afin qu'il n'y ait pas de réflexion entre le radiomètre lui-même et l'échantillon. Or la taille des échantillons ne permet pas de les éloigner de plus de 20 cm.

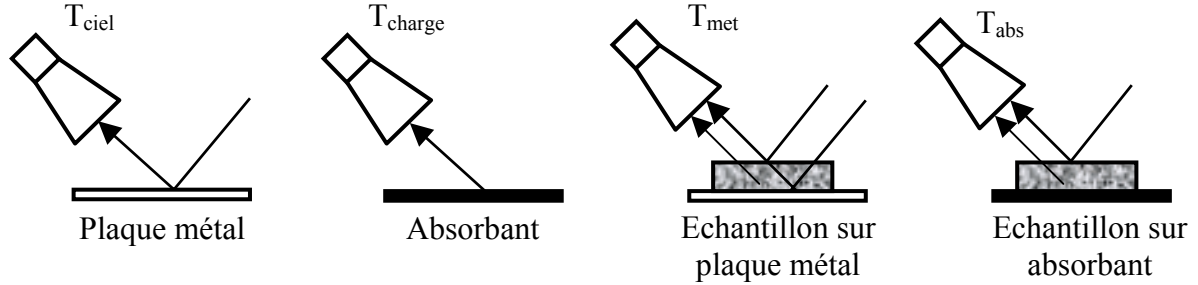


Fig. V.15 : Schémas représentant les différentes étapes de la procédure de mesures radiométriques des échantillons de roches et de sable.

D'après cette série de mesures, il est possible de déterminer la réflectivité des systèmes *échantillon+plaque* et *échantillon+absorbant*. En accord avec [Wiesmann 98], leur réflectivité est donnée par la relation pour le système *échantillon+plaque* :

$$r_{met} = \frac{T_{charge} - T_{met}}{T_{charge} - T_{ciel}} \quad [V.6]$$

et pour le système *échantillon+absorbant* :

$$r_{abs} = \frac{T_{charge} - T_{abs}}{T_{charge} - T_{ciel}} \quad [V.7]$$

Les résultats numériques sont présentés en Annexe C.

D'après [Mätzler 87] et [Mätzler 88], la réflectivité du système *échantillon+absorbant* r_{abs} est équivalente à la réflectivité propre de l'échantillon r . Cette réflectivité correspond celle d'un matériau de permittivité diélectrique identique à celle de l'échantillon, d'épaisseur infinie et de température physique homogène. Ce résultat sera utilisé dans le paragraphe suivant pour comparer la réflectivité r_{abs} avec la réflectivité propre de l'échantillon obtenue en utilisant un modèle d'inversion des mesures.

Les résultats concernant la réflectivité des échantillons sur une plaque de métal seront utilisés pour calculer sa transmissivité. Ce paramètre est important pour connaître la sensibilité de l'émissivité d'une surface constituée de ce matériau par rapport aux sous-couches qui auraient une température physique différente de la couche de surface. Pour cela, un modèle simplifié de transfert radiatif décrit par [Wiesmann 98] va être utilisé pour inverser les données.

V.4.2) Modèles d'inversion des données

Afin de calculer la réflectivité, la transmissivité et l'émissivité propre à chaque échantillon précédemment mesuré, un modèle simplifié de transfert radiatif basé sur une approche 6-flux a été implémenté avec le logiciel MATLAB. Cette méthode, décrite par [Wiesmann 98] et reprise pour cette étude, se simplifie dans le cas d'un échantillon à faces parallèles à un modèle 2-flux. Afin de faire la distinction entre la réflexion aux interfaces air-échantillon-support, et la diffusion interne, un 1^{er} modèle dit « sandwich » est implémenté.

Description du modèle Sandwich. Ce modèle utilise comme paramètres d'entrée les données radiométriques de réflectivité des systèmes *échantillon+plaque* métallique et *échantillon+absorbant* obtenues précédemment, ainsi que la réflexion r_i à l'interface air-échantillon donnée par la formule de Fresnel (voir équation [V.3] et [V.4]) d'après les propriétés diélectriques du matériau obtenues par analyse vectorielle (voir paragraphe V.3). D'après [Wiesmann 98], la réflectivité et la transmissivité propre de l'échantillon, r et t , est liée aux réflectivités des systèmes échantillon+plaque métallique r_{met} et échantillon+absorbant r_{abs} par les relations suivantes :

$$r_{abs} = r_i + (1 - r_i)^2 \cdot R_{abs} \quad [V.8]$$

avec :

$$R_{abs} = \frac{r + r_i \cdot t^2 \cdot (1 - r \cdot r_i)^{-1}}{1 - r \cdot r_i - (r_i \cdot t)^2 \cdot (1 - r \cdot r_i)^{-1}} \quad [V.9]$$

De même :

$$r_{met} = r_i + (1 - r_i)^2 \cdot R_{met} \quad [V.10]$$

avec :

$$R_{met} = \frac{r + t^2 \cdot (1 - r)^{-1}}{1 - r \cdot r_i - r_i \cdot t^2 \cdot (1 - r)^{-1}} \quad [V.11]$$

Afin d'inverser la réflectivité r et la transmissivité t propre à l'échantillon, une méthode itérative est implémentée sous MATLAB. En initialisant le paramètre $r_i=0$, les valeurs initiales sont de la forme :

$$r = R_{abs} ; t^2 = (R_{met} - R_{abs}) \cdot (1 - R_{abs}) \quad [V.12]$$

Afin de calculer r et t , les équations [V.9] et [V.11] sont réécrites de la façon suivante :

$$r = R_{abs} \cdot \left(1 - r r_i - (r_i \cdot t)^2 \cdot (1 - r \cdot r_i)^{-1} \right) - r_i \cdot t^2 \cdot (1 - r \cdot r_i)^{-1} \quad [V.13]$$

$$t^2 = R_{met} \cdot \left((1 - r \cdot r_i)(1 - r) - r_i \cdot t^2 \right) - r \cdot (1 - r) \quad [V.14]$$

A chaque itération, les valeurs de r et t^2 calculées sont réimplantées dans la partie de droite des équations [V.13] et [V.14]. Quand la différence entre les nouvelles et anciennes valeurs de r et t^2 est inférieure à 0,1%, la convergence est atteinte. L'émissivité de l'échantillon est alors calculée en utilisant la loi de Kirchhoff : $e + r + t = 1$.

Description du modèle 6-flux. D'après le modèle 6-flux décrit dans [Wiesmann 98], il est possible de calculer la réflectivité équivalente r_0 d'un échantillon d'épaisseur infinie, ainsi que sa transmissivité t_0 , qui sont données par les relations :

$$r_0 = \frac{-1 + \sqrt{1 + 4 \cdot G^2}}{2 \cdot G} \text{ avec } G = \frac{r_0}{1 - r_0^2} = \frac{r}{t} \cdot \frac{t_0}{1 - t_0^2} \quad [\text{V.15}]$$

$$t_0 = t \cdot \left(1 + r_0^2 \cdot (1 - t_0^2) \right) (1 - r_0^2)^{-1} \quad [\text{V.16}]$$

En initialisant $t_0 = t$, une seconde série d'itérations est lancée. De la même manière, la convergence est atteinte quand l'erreur relative sur les valeurs de r_0 et t_0 est inférieure à 0,1%. Les résultats sont présentés en Annexe C.

Dans certains cas, la série ne converge pas après 100 itérations. Les valeurs obtenues sont alors considérées comme erronées et ne sont pas reportées dans les tableaux présentés en Annexe C. Ce problème survient en particulier quand l'épaisseur de l'échantillon n'est pas assez importante devant la longueur d'onde de détection radiométrique, entraînant une surestimation, voire une mesure imprécise de la réflectivité et de la transmissivité de certains échantillons. Pour cela, les valeurs calculées à l'aide des modèles d'inversion décrits à partir des mesures à 21 GHz et 36 GHz ne sont pas reportées en Annexe. Seuls les résultats obtenus aux fréquences les plus hautes, à 94 GHz et 150 GHz, sont reportés, étant les plus consistants.

V.4.3) Résultats obtenus sur les roches

V.4.3.1) Mesures et modèles

Les résultats obtenus par inversion des données et ceux directement mesurés ont été comparés pour valider le modèle d'inversion. Dans un 1^{er} temps, la réflectivité des échantillons est analysée. En effet, comme il a été dit au paragraphe V.4.2, la réflectivité du système *échantillon+absorbant* correspond à la réflectivité propre de l'échantillon. La réflectivité mesurée de l'échantillon est donc comparée aux résultats du modèle à 94 GHz et 150 GHz, pour une inclinaison de 45°. Les résultats sont présentés dans les tableaux V.3 et V.4.

Fréq. / Polarisation	94GHz H Pol			94GHz V Pol		
Modèle / Mesure	<i>Sandw</i>	<i>6-flux</i>	<i>Mesure</i>	<i>Sandw</i>	<i>6-flux</i>	<i>Mesure</i>
Inclinaison 45°	rH	r ₀ H	r _{abs} H	rV	r ₀ V	r _{abs} V
Granite tuile	0,250	0,265	0,285	0,099	0,107	0,105
Granite OG4C35	0,230	0,235	0,250	0,067	0,082	0,079
Marbre rouge	0,288	0,289	0,323	0,095	0,100	0,102
Marbre vert	0,220	0,270	0,309	0,117	0,140	0,136
Calcaire tuile	0,254	0,297	0,330			
Oman épaisse	0,231	0,282	0,320	0,098	0,128	0,124
Oman mince	0,362	0,395	0,444	0,094	0,170	0,143
Oman deshyd.	0,330	0,429	0,455	0,096	0,221	0,152
JR6 Oman	0,367	0,413	0,471	0,114	0,203	0,170
JR11 Oman	0,301	0,335	0,373	0,127	0,135	0,135
Gypse	0,371	0,412	0,419	0,117	0,251	0,136

Tableau V.3 & V.4: comparaison entre les valeurs de réflectivité des échantillons mesurées et obtenues en utilisant les modèles d'inversion Sandwich et 6-flux.

Fréq. / Polarisation	150GHz H Pol			150GHz V Pol		
Modèle / Mesure	<i>Sandw</i>	<i>6-flux</i>	<i>Mesure</i>	<i>Sandw</i>	<i>6-flux</i>	<i>Mesure</i>
Inclinaison 45°	rH	r ₀ H	r _{abs} H	rV	r ₀ V	r _{abs} V
Granite tuile	0,229	0,230	0,233	0,071	0,072	0,076
Granite OG4C35	0,175	0,189	0,181	0,036	0,040	0,066
Marbre rouge	0,283	0,287	0,293	0,105	0,107	0,115
Marbre vert	0,280	0,289	0,292	0,084	0,095	0,126
Calcaire tuile	0,284	0,296	0,296	0,085	0,099	0,136
Oman épaisse	0,277	0,279	0,286	0,111	0,122	0,148
Oman mince	0,331	0,370	0,354	0,041	0,063	0,163
Oman deshyd.	0,344	0,421	0,372	0,006	0,012	0,162
JR6 Oman	0,441	0,515	0,484	0,090	0,144	0,241
JR11 Oman	0,266	0,280	0,277	0,083	0,092	0,116
Gypse	0,357	0,386	0,364	0,000	0,000	0,074

D'après les résultats présentés dans les tableaux précédents, une bonne correspondance est trouvée entre les valeurs mesurées directement et les valeurs calculées par le modèle d'inversion. L'erreur relative globalement est inférieure à 10%.

Pour comparer les résultats en transmission obtenus à l'aide du modèle d'inversion, des mesures complémentaires ont été menées sur les échantillons pour caractériser leur transmission en incidence normale. Le déroulement de l'expérience, reprise de [Mätzler 88], consiste en trois étapes de mesures, comme le montre la figure IV.16.

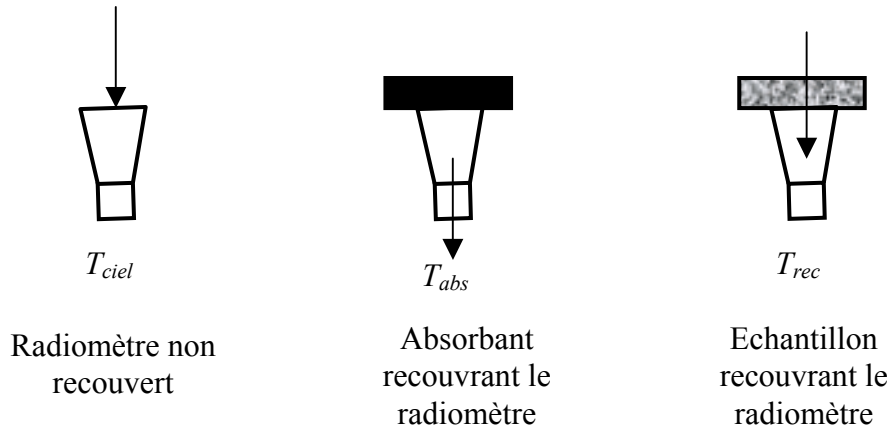


Fig. V.16 : Schéma des étapes de mesure de la transmission des échantillons en couvrant le cornet du radiomètre.

La radiation reçue par le récepteur quand l'échantillon à tester recouvre le cornet est donnée par la relation :

$$T_{rec} = t.T_{ciel} + e.T_{abs} + r.T_d \quad [V.17]$$

Avec T_d la température de la charge de Dicke. En effet, si le radiomètre possède un circulateur en entrée de chaîne, il présente à l'échantillon une température de bruit égale à la température de la charge de Dicke. Ici, cette température est égale à $T_d = T$. Donc l'équation [V.17] devient :

$$t_{norm} = \frac{T_{abs} - T_{rec}}{T_{abs} - T_{ciel}} \quad [V.18]$$

Les résultats de mesures en transmission sont présentés au tableau V.5 et V.6, et comparés avec les résultats obtenus par le modèle d'inversion.

Fréquence	94GHz				
Modèle / Mesure	Sandwich		6-flux		Mesure
Inclinaison 45°	tH	tV	t ₀ H	t ₀ V	t _{norm}
Granite tuile	0.228	0.281	0.244	0.285	0.377
Granite OG4C35	0.143	0.435	0.151	0.437	
Marbre rouge	0.070	0.209	0.076	0.210	0.226
Marbre vert	0.415	0.405	0.442	0.412	0.434
Calcaire tuile	0.368		0.099		0.568
Oman épaisse	0.409	0.477	0.437	0.483	0.481
Oman mince	0.267	0.660	0.312	0.671	0.624
Oman deshyd.	0.446	0.745	0.520	0.761	0.750
JR6 Oman	0.306	0.656	0.361	0.671	0.722
JR11 Oman	0.301	0.249	0.335	0.254	0.328
Gypse	0.289	0.72	0.341	0.742	

Tableau V.5 : comparaison entre les valeurs de transmissivité obtenues à l'aide du modèle d'inversion à 94GHz avec une inclinaison de 45°, et les mesures effectuées en incidence normale.

Fréquence	150GHz				
Modèle / Mesure	Sandwich		6-flux		Mesure
Inclinaison 45°	tH	tV	t ₀ H	t ₀ V	t _{norm}
Granite tuile	0.069	0.109	0.073	0.110	0.100
Granite OG4C35	0.268	0.343	0.277	0.344	0.266
Marbre rouge	0.124	0.138	0.135	0.139	0.076
Marbre vert	0.173	0.332	0.189	0.334	0.236
Calcaire tuile	0.192	0.377	0.210	0.380	0.311
Oman épaisse	0.086	0.298	0.093	0.302	0.236
Oman mince	0.304	0.588	0.347	0.590	0.447
Oman deshyd.	0.396	0.690	0.463	0.690	0.538
JR6 Oman	0.332	0.594	0.430	0.602	0.462
JR11 Oman	0.217	0.304	0.234	0.306	0.152
Gypse	0.254	0.755	0.295	0.757	0.608

Tableau V.6 : comparaison entre les transmissivités obtenues à l'aide du modèle d'inversion à 150GHz avec une inclinaison de 45°, et les mesures effectuées en incidence normale.

Là aussi, une bonne correspondance apparaît entre les valeurs obtenues à l'aide du modèle d'inversion et les mesures faites indépendamment. Les valeurs mesurées sont proches de la moyenne entre les valeurs calculées en polarisation verticale et horizontale.

Enfin, l'émissivité des matériaux a été calculée pour les deux types de modèles, ainsi que pour les mesures en utilisant la loi de Kirchhoff : $e + r + t = 1$. Les résultats comparatifs entre les mesures et les modèles sont présentés sur la figure V.17 & V.18.

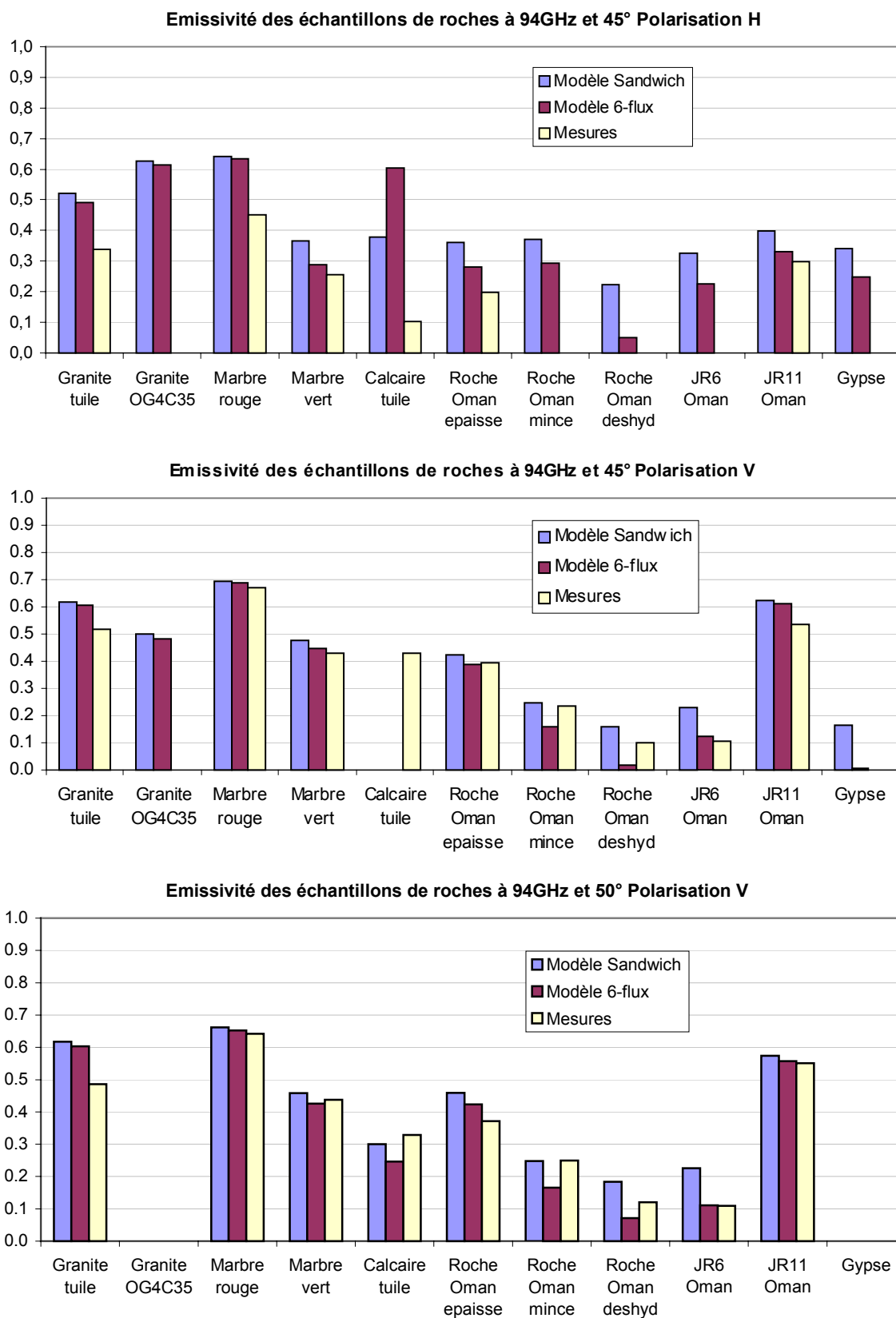


Fig. V.17 : Représentation des émissivités mesurées et calculées d'après les modèles Sandwich et 6-flux suivant les échantillons, à 94 GHz, à 45° d'inclinaison (également un exemple à 50°), dans les polarisations V et H.

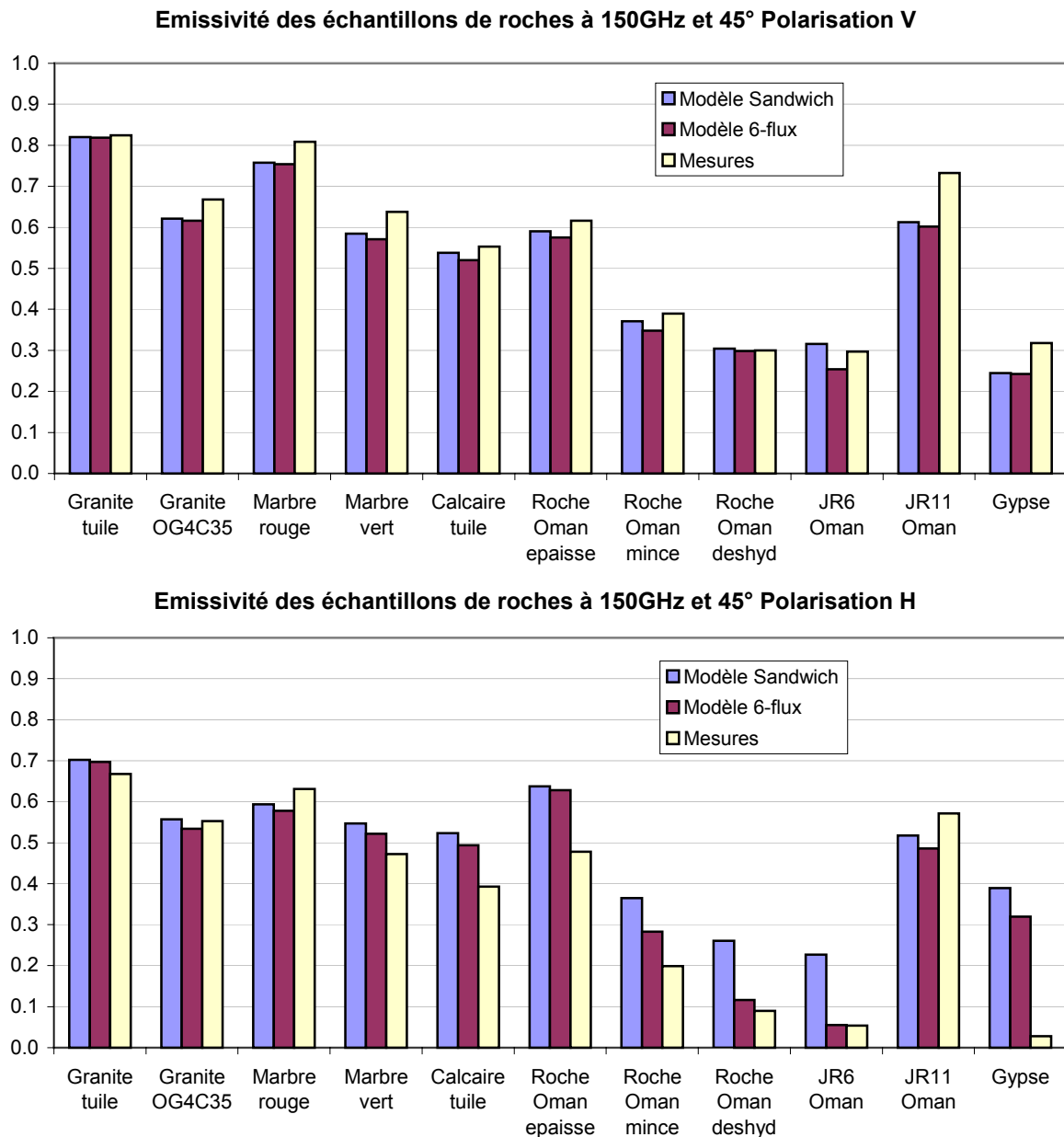


Fig. V.18 : Représentation des émissivités mesurées et calculées d'après les modèles Sandwich et 6-flux suivant les échantillons, à 150 GHz, à 45° d'inclinaison, dans les polarisations V et H.

D'après les résultats présentés précédemment, les émissivités calculées à l'aide du modèle d'inversion sont en accord avec l'émissivité obtenue grâce aux mesures, excepté les résultats à 94 GHz en polarisation H avec un angle d'inclinaison de 45°. Un bruit de mesure trop important est à l'origine de l'écart entre les modèles et les mesures. Il a également été noté un bruit de mesure trop important pour les résultats à 94 GHz de l'émissivité des échantillons à 50° d'inclinaison en polarisation H, qui n'ont donc pas été présentés.

V.4.3.2) Interprétation des résultats concernant les roches

Plusieurs interprétations peuvent être émises aux vues de ces résultats. La tendance générale qui se détache des figures V.17 et V.18 est une émissivité plus faible des échantillons de roches calcaires et de marbres, à épaisseur identique, que des échantillons de granites. Ce résultat vient conforter les calculs théoriques d'émissivité faits à partir des mesures vectorielles en utilisant les formules de Fresnel (voir paragraphe V.3). Une précision importante est cependant apportée grâce à ces mesures en ce qui concerne la transmissivité des échantillons.

Le fait de déshydrater un échantillon de calcaire - Roche Oman deshyd.- en le chauffant pendant plusieurs heures à 500°C semble avoir pour effet de réduire sensiblement son émissivité par rapport à un échantillon strictement similaire - Roche Oman mince - (même roche d'origine, même épaisseur). Une explication de ce phénomène peut être l'augmentation de la porosité de l'échantillon résultant de la libération des micro-inclusions d'eau ou de gaz présents dans la roche par l'action de chauffage.

L'échantillon JR11 constitue une exception dans le groupe des calcaires, malgré le fait étonnant qu'il possède l'une des épaisseurs les plus fines du lot. D'autres analyses complémentaires seront nécessaires pour expliquer la cause de cette forte émissivité causée par une transmissivité anormalement faible, qui coïncide avec des pertes diélectriques relativement plus importantes que les autres échantillons (la partie imaginaire de la constante diélectrique $\epsilon'' = 0,24$).

V.4.4) Résultats obtenus sur les sables

V.4.4.1) Mesures et modèle

Des mesures radiométriques ont été effectuées de la même manière sur trois types de sables différents :

- un échantillon de sable uniquement quartzeux provenant de la dune du Pila (Bassin d’Arcachon-France). Il est très homogène et sa granulométrie est estimée entre 0,35 mm et 0,5 mm.
- un échantillon de sable du désert d’Oman presque uniquement calcaire. Il est relativement hétérogène, avec une granulométrie estimée entre 0,1 mm et plus de 2 mm. Étant donné la quantité restreinte de sable d’Oman à notre disposition, il n’a pas été possible de le filtrer par taille de grains pour effectuer les mesures radiométriques. Seules les mesures vectorielles ont été effectuées sur un échantillon de sable d’Oman filtré pour ne conserver que les particules les plus fines (de l’ordre de 0,1 mm).
- et un échantillon de sable presque uniquement quartzeux de couleur rouge provenant du Grand Erg Oriental de Tunisie. Il est extrêmement homogène avec une granulométrie estimée entre 0,1 mm et 0,15 mm.

Les mesures ont été conduites à 21 GHz, 36 GHz et 94 GHz, à 45° et 50°, d’angle d’incidence dans les deux polarisations V et H. Il n’a pas été possible d’effectuer des mesures à 150 GHz à cause de la configuration de l’instrument ASMUWARA. Les résultats en réflectivité, transmissivité et émissivité calculés d’après le modèle sandwich et 6-flux sont présentés dans les tableaux en Annexe C. Comme on pourra le constater d’après ces tableaux, la réflectivité des trois types de sables sur absorbant est inférieure à 0,1 dans presque tous les cas. Ces mesures peuvent s’expliquer par la faible permittivité diélectrique des échantillons de sables, dues à leur faible densité. En considérant la réflectivité comme quasi-nulle, la valeur de l’émissivité est fortement contrainte par la valeur de la transmissivité d’après la relation : $e \approx 1 - t$.

obtenue grâce aux modèles Sandwich et 6-flux. Or cette transmissivité varie assez fortement en fonction du type de sable.

Les résultats en émissivités sont présentés sur la figure V.19.

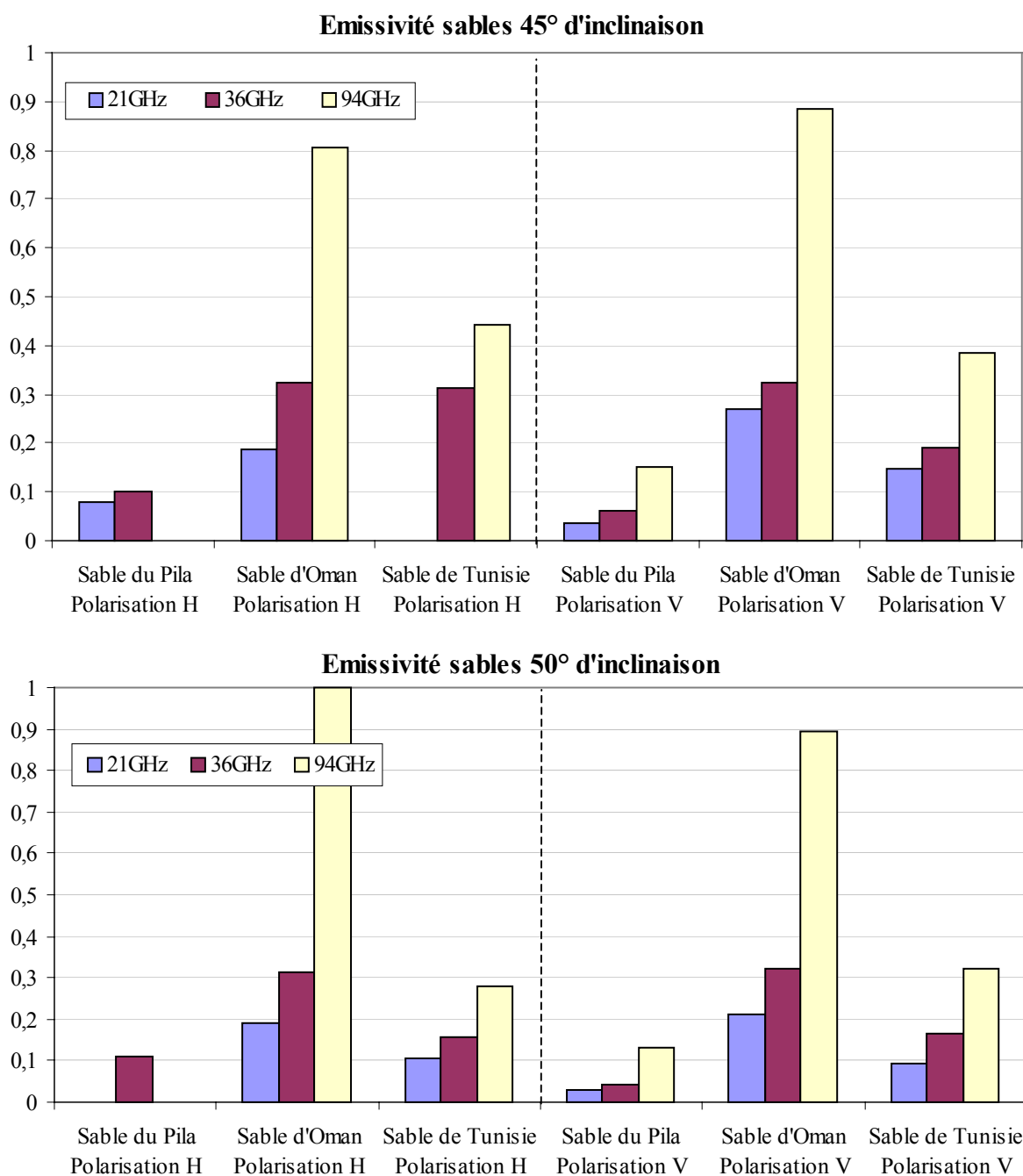


Fig. V.19 : Représentation des émissivités calculées d'après le modèle Sandwich pour les échantillons de sables à 45° et 50° d'inclinaison.

V.4.4.2) Interprétation des résultats concernant les sables

D'après les résultats présentés sur la figure V.19, on constate que l'émissivité du sable d'Oman est supérieure à celles des deux autres types de sables. Cette émissivité est proche de 1 à 94 GHz, dans les deux polarisations et aux deux angles d'incidence. Cela signifie que la transmissivité du sable d'Oman est proche de 0 à 94 GHz, et que le radiomètre ne voit plus la

plaque de métal sous la couche de sable. Deux hypothèses peuvent être avancées pour expliquer ces résultats : soit le coefficient d'absorption est prédominant, soit le coefficient de diffusion en volume est prédominant. Or, la permittivité complexe des différents types de sables étant relativement similaire, le coefficient d'absorption doit être relativement similaire pour tous les types de sables. Il semble que ce soit la diffusion en volume qui soit responsable de la faible transmissivité de l'échantillon de sable d'Oman. De plus, sa granulométrie est partiellement du même ordre de grandeur que la longueur d'onde à 94 GHz. Le milieu peut donc être considéré comme hétérogène à cette fréquence. Par ailleurs, la porosité de ces matériaux semble dépoleriser les émissions.

Conclusion du chapitre

Plusieurs types de roches et de sables ont été analysés grâce à une campagne de mesures radiométriques dans la bande 20 GHz-100 GHz. La caractérisation de ces échantillons en émission a nécessité l'utilisation d'un modèle simple de transfert radiatif et la permittivité complexe des matériaux mesurés avec un analyseur de réseau vectoriel dans la bande de fréquences 10 MHz-180 GHz. L'étude faite sur une dizaine d'échantillons montre que les roches granitiques ont globalement une émission supérieure à celle des matériaux calcaires, pour une épaisseur similaire. Cette différence peut s'expliquer par la variation de porosité existant entre différents types d'échantillons, et provenant du processus originel de formation de ces roches. Les granites étant des roches intrusives, leur porosité est beaucoup moins importante (environ 1 %) que des roches sédimentaires (traditionnellement estimée entre 20% et 40 %). La transmissivité entre ces deux types de roches diffère donc de manière importante. Les échantillons d'un même type et de même épaisseur ont eu une émission semblable.

Cela signifie que les observations radiométriques sont plus sensibles à des sous-couches du sol calcaire (à quelques centimètres de la surface à 94 GHz) que d'un sol granitique. Or ces sous-couches ont une température physique inférieure à la température de surface, en particulier quand il n'y a pas d'humidité dans le sol. Ceci aurait pour effet de faire baisser l'émission et donc de réduire sensiblement la température de brillance observée depuis un satellite. Les signatures relativement faibles en émission observées grâce à l'analyse des données SSM/I dans des zones présentant des affleurements calcaires (période de l'Eocène et l'Oligocène) peuvent donc être expliquées partiellement par des analyses en laboratoire.

De plus, les mesures radiométriques de sables semblent montrer des signatures en émissivité très différentes suivant la composition du sable (calcaire ou siliceux), sa granulométrie et son homogénéité, laissant entrevoir des phénomènes de diffusion en volume dans le cas des sables provenant du désert d'Oman. Une étude comportant un plus grand nombre d'échantillons de sables devrait être menée pour caractériser les phénomènes d'absorption et de diffusion en fonction de la taille des grains, la nature des matériaux constitutifs des sables, leur homogénéités et les éventuels mélanges.

Bibliographie

- [Calvet 95] « Microwave dielectric properties of a silt-loam at high frequencies », J.C.Calvet, J.P.Wigner, A.Chanzy, S.Raju and L.Laguerre, IEEE Trans. On Geoscience and remote sensing, Vol. 33, No. 3, May 1995, pp.634-642.
- [Campbell 69] « Electrical properties of rocks and their significance for lunar radar observations », M.J.Campbell and J.Ulrichs, Journal of geophysical research, Vol. 74, No. 25, November 15, 1969, pp.5867-5881.
- [Dobson 86] « Microwave dielectric behavior of wet-soil – Part II : dielectric mixing models », M.C.Dobson, F.T.Ulaby, M.T.Hallikainen, and M.A.El-Rayes, IEEE Trans. On Geoscience and Remote Sensing, Vol. GE-23, No. 1, January 1986, pp.35-46.
- [Forget 03] « Mars Atmosphere Microwave Brightness Observer - MAMBO », Forget et al., RAO Mars Premier Orbiter 2007, CNES, May 2003.
- [Goy 00] « Millimeter-submillimeter vector measurements in free space, and in resonant structures. Application to dielectric characterization », P.Goy, M.Gross, S.Caroopen, J.Mallat, J.Tuovinen, A.Maestrini, G.Annino, M.Fittipaldi and M.Martinelli, Material Research Society meeting, San Francisco, CA, 24-28th of April 2000.
- [Hallikainen 86] « Microwave dielectric behavior of wet-soil – Part I : empirical models and experimental observations », M.T.Hallikainen, F.T.Ulaby, M.C.Dobson, M.A.El-Rayes, and L-K.Wu, IEEE Trans. On Geoscience and Remote Sensing, Vol. GE-23, No. 1, January 1986, pp.25-34.
- [Lamb 96] « Miscellaneous data on materials for millimetre and submillimetre optics », J.W.Lamb, Int. J. of Infrared and Millimeter Waves, Vol. 17, No. 12, 1996, pp.1997-2029.
- [Mätzler 87] « Dielectric properties of fresh-water ice at microwave frequencies », C.Mätzler and U.Wegmüller, J. Phys.D. : Applied Physics, Vol. 20, pp.1623-1630, 1987.
- [Mätzler 88] « Microwave radiometry of leaves », C.Mätzler and A.Sume, Microwave Radiometry and Remote Sensing Applications, proceedings of the specialist meeting, Florence, Italy, pp.133-148, 9-11th of March 1988.
- [Mätzler 94] « Passive microwave signatures of landscapes in winter », C.Mätzler, Meteorology and atmospheric physics 54, pp. 241-260, 1994.
- [Mätzler 97] « Microwave snowpack studies made in the Austrian Alps during SIR-C/X-SAR experiment », C.Mätzler, T.Strozzi, T.Weise, D.-M.Floricioiu and H.Rott, Int. J. Remote Sensing, Vol. 18, No. 12, pp.2505-2530, 1997.

- [Mätzler 98] « Microwave permittivity of dry sand », C.Mätzler, IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 36, No. 1, January 1998, pp.317-319.
- [Mätzler 00] « Relief effects for passive microwave remote sensing », C.Mätzler and A.Standley, Int. J. Remote Sensing, Vol. 21, No. 12, pp.2403-2412, 2000.
- [Prigent 99] « Microwave radiometric signatures of different surface types in deserts », C.Prigent, W.B. Rossow, E.Matthews and B.Marticorena, Journal of Geophysical research , Vol. 104, No. D10, pp. 12147-12158, 27th of May 1999.
- [Prigent 05] « Microwave signatures over carbonate sedimentary plateforms in arid areas : potential geological application of passive microwave observations for planetary exploration », C.Prigent, J.-M.Munier, J.Roger, G.Ruffier and B.Thomas, to be published in Geophysical research letters, 2005.
- [Ruffier 03] « Rapport sur les mesures de poudre de carbonate », G.Ruffier, rapport d'activité du Programme National de Télédétection Spatiale, Observatoire de Paris, France, 2003.
- [Shi 02] « A parameterized surface reflectivity model and estimation of bare-surface soil moisture with L-band radiometer », J.Shi, K.S. Chen, Q.Li, T.J.Jackson, P.E.O'Neill and L.Tsang, IEEE Trans. on Geoscience and remote sensing, Vol. 40, No. 12, December 2002, pp.2674-2686.
- [Sihvola 99] « Electromagnetic mixing formulas and applications », A.Sihvola, IEE Electromagnetic Waves Series 47, 1999.
- [Wiesmann 98] « Radiometric and structural measurements of snow samples », A.Wiesmann, C.Mätzler and T.Weise, Radio Science, Vol. 33, No. 2, pp.273-289, March-April 1998.

Conclusion générale

A travers ce manuscrit, différents thèmes relatifs à la radiométrie spatiale ont été abordés. Ces thèmes sont liés à la conception d'un instrument hétérodyne en ondes submillimétriques – l'instrument MAMBO – destiné à l'étude et la caractérisation de l'atmosphère et de la surface de la planète Mars. La description des objectifs scientifiques, des spécifications de l'instrument, de son architecture et des solutions technologiques choisies est présentée au chapitre I.

Dans le cadre de ce projet, l'étude d'une tête de réception hétérodyne fonctionnant dans la bande 320-350 GHz a été entreprise. La haute sensibilité ainsi que la fréquence élevée d'opération de l'instrument nécessitent l'emploi de composants Schottky de haute technologie. L'étude de la diode Schottky planaire et de ses performances théoriques en mélange subharmonique est présentée au chapitre II. Un prototype de mélangeur subharmonique utilisant ce composant a été réalisé et testé par la société ASTRIUM-Toulouse. Un modèle numérique complet de ce mélangeur a été élaboré, en parallèle durant cette thèse, afin de simuler le comportement et reproduire les performances du mélangeur. Ce travail de validation des outils numériques est présenté au chapitre III. Une étude critique de l'influence de l'architecture du mélangeur et des imprécisions de montage sur les performances attendues est également présentée.

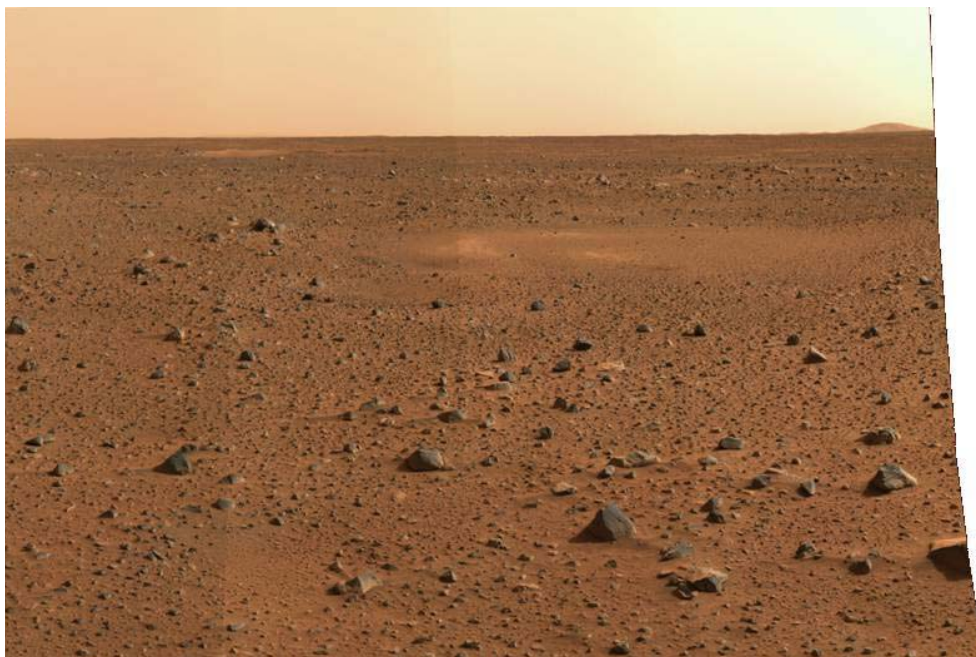
Une architecture innovante de mélangeur subharmonique sans élément d'accord mobile est proposée au chapitre IV. Le mélangeur, qui utilise le même type de composant Schottky planaire, a été optimisé grâce aux méthodes d'analyse numérique précédemment développées, afin d'obtenir une grande sensibilité, une certaine robustesse aux imprécisions de montage, et couvrant une bande passante instantanée de 300 à 360 GHz. Un prototype de ce mélangeur a été réalisé et testé au LERMA. La plupart des éléments constitutifs ont été réalisés à l'Observatoire de Paris. Les mesures hétérodynes du mélangeur sont en accord étroit avec les résultats de simulations et font l'état de l'art dans ce domaine. La fabrication d'un deuxième prototype a permis de vérifier la reproductibilité des performances par rapport au montage, confirmant la robustesse du design. La validité de cette méthode de conception numérique a été démontrée. Ces méthodes sont parfaitement applicables à la conception de mélangeurs et

multiplicateurs de fréquence en onde millimétriques et submillimétriques, jusqu'au THz. Grâce à ces méthodes de modélisation, il est désormais possible d'intégrer les étages de multiplication et de mélange de la tête de réception hétérodyne sur un unique circuit. Ces récepteurs intégrés devraient grandement bénéficier de la technologie MMIC pour l'intégration des composants actifs avec les éléments passifs d'adaptation sur un même substrat.

Dans un deuxième temps, une étude radiométrique sur différents types de matériaux géologiques a été entreprise dans le cadre de cette thèse. Ce travail avait initialement comme objectif la préparation des observations de la surface de Mars avec l'instrument MAMBO. Cette étude s'est transposée par analogie à l'analyse des roches et de sables provenant de régions désertiques terrestres dont les données radiométriques satellitaires existent et ont été analysées pour en tirer des cartes d'émissivité. Le travail entrepris à l'Observatoire de Paris et présenté au chapitre V porte sur l'analyse en laboratoire des propriétés diélectriques et radiométriques en ondes millimétriques (de 20 GHz à 150 GHz) de plusieurs dizaines d'échantillons. Un banc de test quasi-optique a été réalisé au LERMA pour pouvoir analyser leurs propriétés diélectriques entre 100 GHz et 180 GHz. Des mesures complémentaires à plus basses fréquences (10 MHz-90 GHz) ont été effectuées par le PIOM de Bordeaux. L'étude radiométrique de certains de ces échantillons s'est faite en collaboration avec l'Institut de Physique Appliquée de Berne (Suisse), grâce à une campagne de mesures utilisant plusieurs radiomètres portables couvrant la bande 20 GHz-150 GHz. Cette étude a montré que les propriétés diélectriques des échantillons de roches et sables calcaires, caractérisés par leur composition et leur porosité, semblent expliquer partiellement les signatures radiométriques de faible émissivité observées par satellite. C'est la première fois que des observations satellites en radiométrie millimétrique sont utilisées pour relever des signatures géologiques.

Cette étude ouvre un champ d'investigation extrêmement large, car elle met en avant la nécessité de mieux comprendre les signatures radiométriques de matériaux complexes constitutifs des surfaces planétaires. Cette thématique de caractérisation des matériaux complexes connaît par ailleurs un écho très important dans le domaine de l'imagerie THz appliquée au domaine biomédical. Un important travail de modélisation de ces surfaces continentales devra être entrepris à l'avenir pour intégrer leurs propriétés diélectriques, leur porosité, leur rugosité à petite échelle, leur topographie (rugosité grande échelle) afin de

prédire de manière plus juste l'émission microonde et la rétrodiffusion radar de ces surfaces. De plus, des analyses systématiques complémentaires en laboratoire devront être menées pour caractériser de manière plus précise l'émissivité de différents types de roches et surtout de sables, en fonction de leur composition, leur granulométrie, leurs inclusions, dans le domaine millimétrique.



Le cratère de Gusev par *Spirit* (Mars Exploration Rover A, *Courtesy NASA*) - Janvier 2004

Annexe A

Liste de publications.

Comme auteur principal :

- [1]. B. Thomas, A. Maestrini, JC. Orlhac, JM. Goutoule and G. Beaudin, “Numerical analysis of a 330 GHz sub-harmonic mixer with planar Schottky diodes”, *proceedings of the 3rd ESA workshop on millimetre-wave technology and techniques*, Espoo, Finland, May 21-23, 2003.
- [2]. B. Thomas, P. Landry, A. Maestrini and G. Beaudin, “HBV diode multiplier developments for THz applications”, *external report on HBV technology for ESA*, LERMA, Observatoire de Paris, France, July 2003.
- [3]. B. Thomas, A. Maestrini and G. Beaudin, “ A wide-band sub-harmonically pumped mixer at 330GHz using planar Schottky diodes”, *proceedings of the IEEE Mediterranean Microwave Symposium MMS’2004*, Marseille, France, June 1-3, 2004.
- [4]. B.Thomas, A. Maestrini and G. Beaudin, “Design of a broadband sub-harmonic mixer using planar Schottky diodes at 330 GHz”, *proceedings of the Joint 29th Int. Conf. On IRMMW and 12th Int. Conf on THz Electronics*, Karlsruhe, Germany, September 27-October 1, 2004.

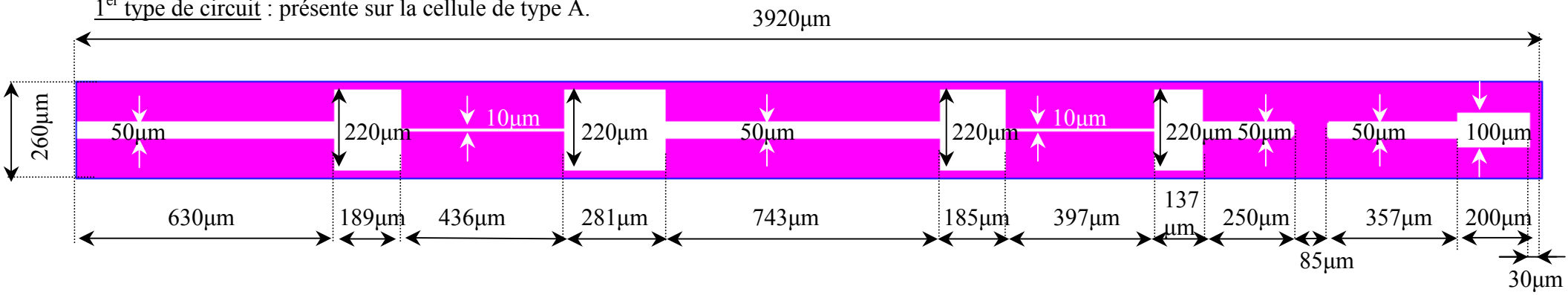
Comme co-auteur :

- [5]. J.C.Orlhac, B.Thomas, “Design of a 330 GHz subharmonic mixer using an anti-parallel pair of planar Schottky diodes with a circular waveguide”, *proceedings of the 3rd ESA workshop on millimetre-wave technology and techniques*, Espoo, Finland, May 21-23, 2003.
- [6]. T. David, B. Thomas, S. Arscott, A. Maestrini, T. Akalin, G. Beaudin, C. Boulanger, X. Melique and D. Lippens, “Tripleur de frequencies en technologie monolithique fonctionnant à 300 GHz”, *proceedings of the 13th JNM (Journées Nationales Microondes)*, Lille, France, May 21-23, 2003.
- [7]. P. Goy, S. Caroopen, M. Gross, B. Thomas, A. Maestrini, “Dielectrics characterization in the millimetre and submillimetre range by vector measurements in quasi-optical structures”, *proceedings of the OHD (Optique, Hertzienne et Diélectriques)*, Université du Littoral-Côte d’Opale, Calais, France, September 3-5, 2003.
- [8]. A. Maestrini, B. Thomas, “Report on the evaluation of the capabilities of united monolithic semiconductors to produce Schottky diode based mixers in the band 100-380 GHz”, *proceedings of the Round-table discussion on Schottky technology, ESTEC*, Noordwijk, The Netherlands, March 16, 2004.

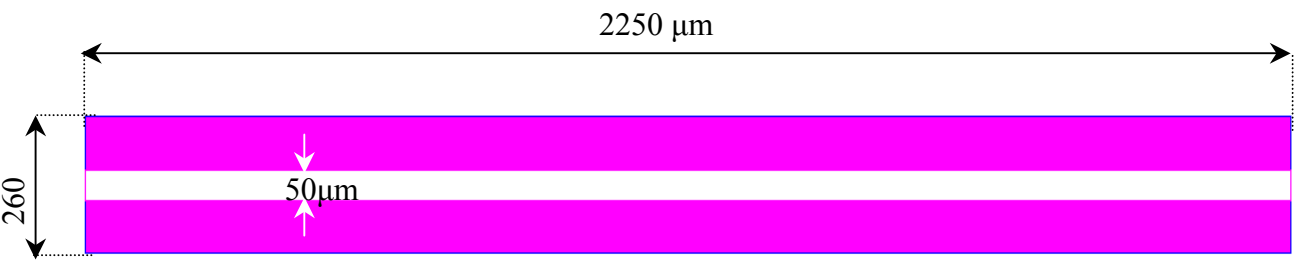
Annexe B

Dimensions des motifs des circuits du mélangeur subharmonique et leur répartition sur un masque de 2 pouces de diamètre.

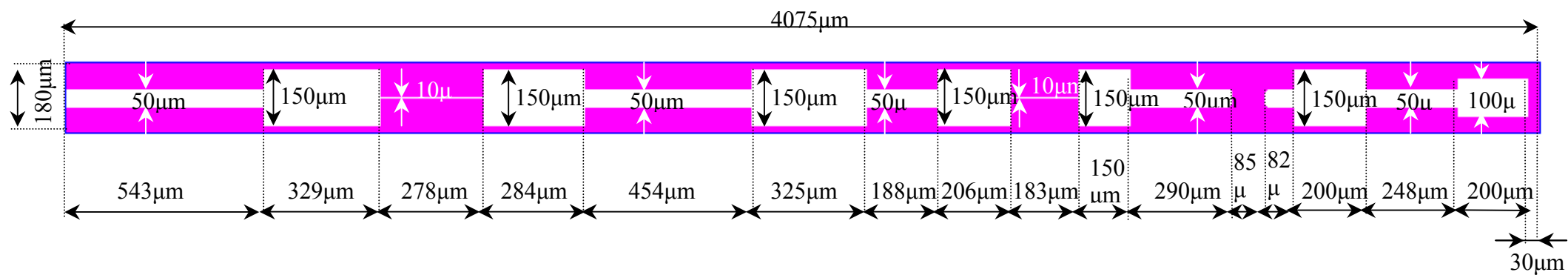
1^{er} type de circuit : présente sur la cellule de type A.



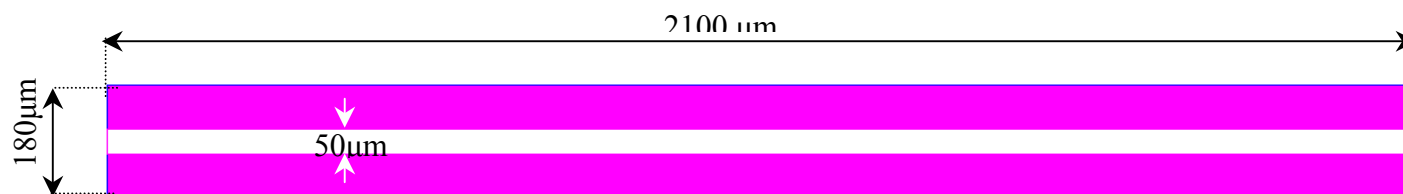
2^{ème} type de circuit : présente sur la cellule de type A.



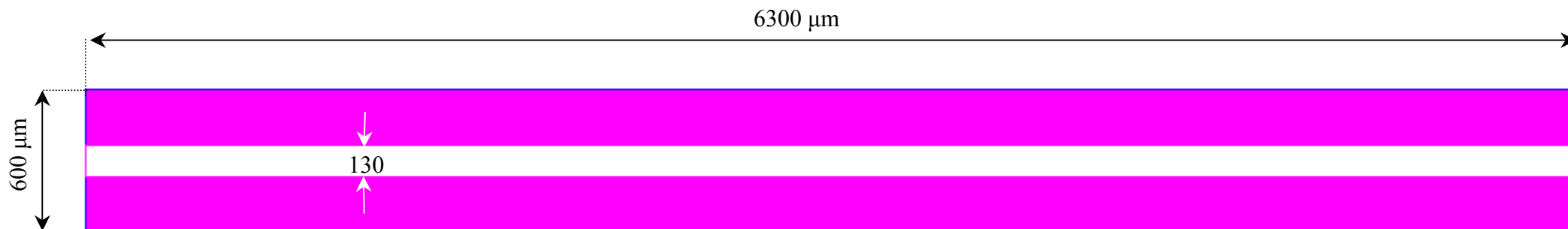
3^{ème} type de circuit : présente sur la cellule de type B



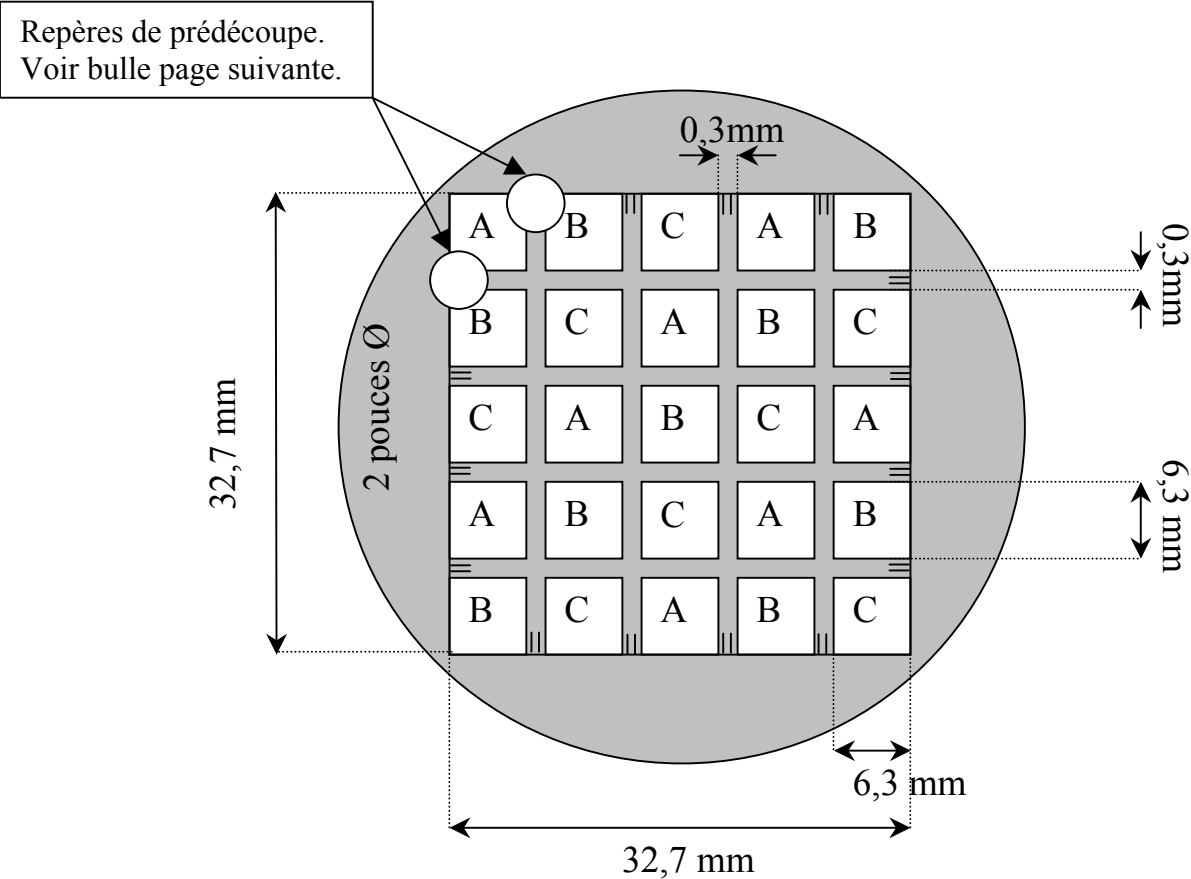
4^{ème} type de circuit : présente sur la cellule de type B.



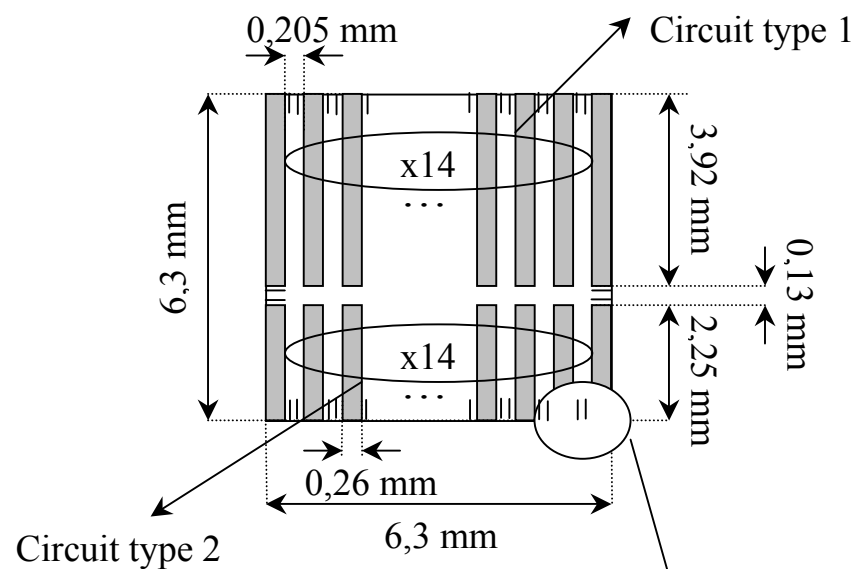
5^{ème} type de circuit : présente sur la cellule de type C.



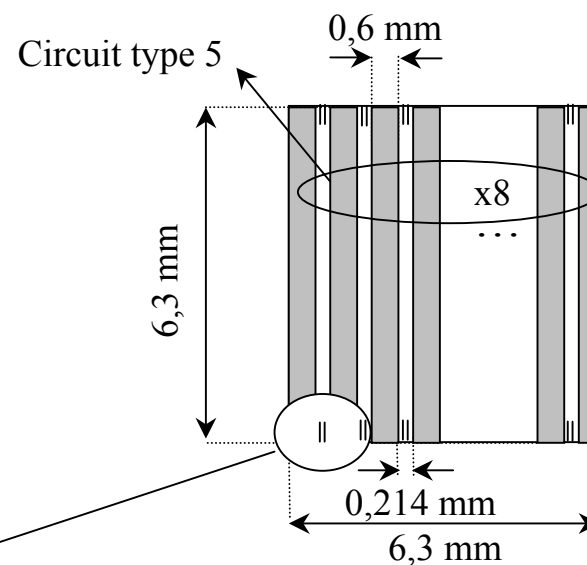
Voici la disposition proposée de 3 types de cellule A, B et C sur la partie à graver (2 pouces de diamètre) du masque. Chaque cellule fait 6,3 mm de coté et est espacé de 0,3mm de la cellule adjacente :



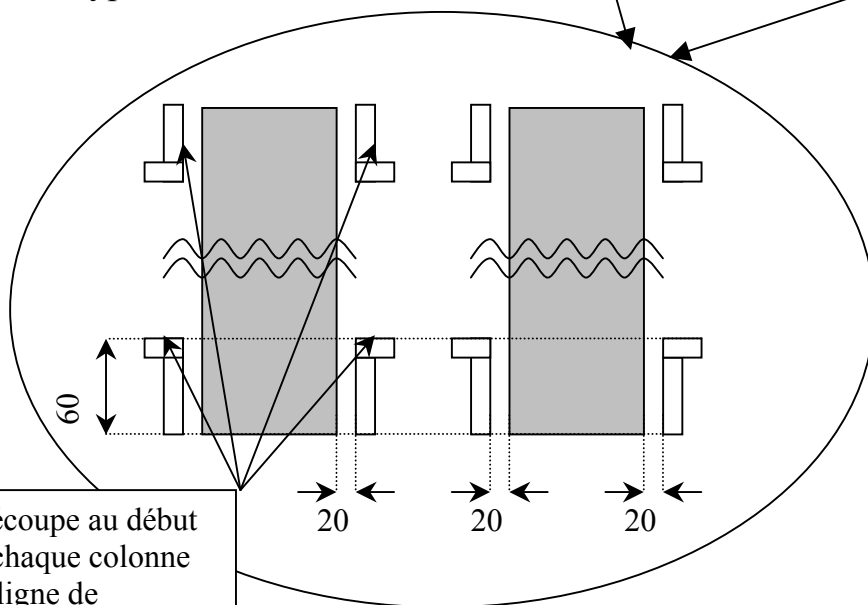
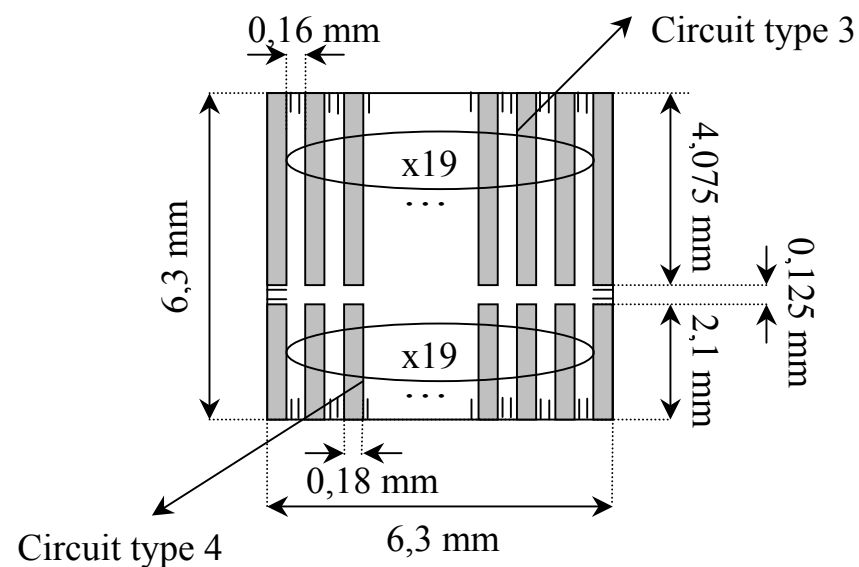
Cellule de type A : 14 circuits de **type 1** et 14 circuits de **type 2**.



Cellule de type C : 8 circuits de **type 5**.



Cellule de type B: 19 circuits de **type 3** et 19 circuits de **type 4**



Repères de découpe au début et à la fin de chaque colonne de circuits et ligne de séparation de 2 circuits.

Roches	Permittivité	1-200 MHz	1-1,2 GHz	15 GHz	35 GHz	90 GHz	110 GHz	168 GHz
JR 4-1 Oman	ϵ'	9,1	8,2	8	8	8	8,27	8,18
	ϵ''	0,2	0,3	0,3	0,3	0,3	0,0544	0,112
JR 5 Oman	ϵ'	8,2	8	7,8		7,7	8,36	7,916
	ϵ''	0,3	0,3	0,25		0,15	0,118	0,146
JR 5 Deshydraté Oman	ϵ'		8,2	7,9				6,53
	ϵ''		0,25	0,2				0,065
JR 6 Oman	ϵ'	8,4	7,64	8	8	8	8,37	8,328
	ϵ''	0,2	0,01	0,2	0,22	0,2	0,0474	0,053
JR 6 bis Oman	ϵ'	8,7			7,7	7,6	8,596	8,685
	ϵ''	0,2			0,2	0,2	0,067	0,0868
JR 10 Oman	ϵ'	10			7,6	7,6	8,45	7
	ϵ''	0,2			0,25	0,2	0,079	0,09
JR 11-1 Oman	ϵ'	7,7	8,14		7,7	7	8,1137	6,47
	ϵ''	0,15	0,09		0,25	0,22	0,23	0,242
JR 12 Oman	ϵ'	10,2	8	7,8	7,6	7,5	7,54	6,05
	ϵ''	0,2	0,2	0,2	0,2	0,15	0,0866	0,128
A75-11 riche en fossiles	ϵ'		8,5	8			7,25	
	ϵ''		1,4	0,9			0,229	
A95 riche en fossiles	ϵ'		8	7,4			8,52	8,18
	ϵ''		0,8	0,5			0,057	0,152
Roche épaisse Oman	ϵ'		7,16				7,424	7,7
	ϵ''		0,0068				0,04766	0,0699
Roche Mince Oman	ϵ'		7,16				8,422	8,3
	ϵ''		0,0076				0,0658	0,0572
Roche deshydratée Oman	ϵ'		6,69				8,1	8,19
	ϵ''		0,0151				0,0294	0,063

Tableau C.1 : Récapitulatif des permittivités complexes des échantillons de roches du désert d'Oman mesurées entre 100 MHz et 170 GHz.

Roches du Maroc	Permittivité	1 GHz	15 GHz	35 GHz	90 GHz	110 GHz	168 GHz
TAWI ATAIN JIBJAAT 4	ϵ'			8,5	8,2	8,36	7
	ϵ''			0,27		0,03	0,03591
Rabkot 5 Agathe	ϵ'	6,8	6,5	5,1	4,5	4,625	3,91
	ϵ''	0,4	0,3	0,2	0,1	0,074	0,05
Ruwaya 3 (Maroc)	ϵ'				7,7		
	ϵ''				0,2		
Thumruit 1 (Maroc)	ϵ'				7,7		6,89
	ϵ''				0,1		0,082
Rabkot 5 blanc	ϵ'			7,5	7,2		6,28
	ϵ''			0,8	0,5		0,17

Tableau C.2 : Récapitulatif des permittivités complexes des échantillons de roches du désert Marocain mesurées entre 1 GHz et 170 GHz.

Roches témoins	Permittivité	1 GHz	15 GHz	35 GHz	58 GHz	90 GHz	110 GHz	168 GHz
YLN 96-13 d'Ethiopie	ϵ'	10	9,4	8,3	7,99	7,83		7,2-8,15
	ϵ''	2,6	2	1,39	0,74	0,61		0,45
UV84 Massif central	ϵ'			5,45		5,43	5,575	5,67
	ϵ''			0,4		0,206	0,26	0,205
RT6A28 Schiste	ϵ'			7,2	6,293	6,27		6,27*
	ϵ''			0,25	0,098	0,12		0,2*
OG4C35 a deux micas	ϵ'	4,94				5	4,96	4,95
	ϵ''	0,0038				0,085	0,088	0,138

Tableau C.3 : Récapitulatif des permittivités complexes des échantillons de roches témoins mesurées entre 1 GHz et 170 GHz.

Roches témoins	Permittivité	1,2 GHz	110 GHz	168 GHz
Calcaire tuile décorateur	ϵ'	6,69	7,48	7,61
	ϵ''	0,01	0,067	0,068
Marbre rouge décorateur	ϵ'	7,16	8,317	8,1
	ϵ''	0,01	0,125	0,117
Marbre vert décorateur	ϵ'	7,16	7,44	7,37
	ϵ''	0,016	0,041	0,0626
Granite tuile décorateur	ϵ'	5,36	5,55	5,68
	ϵ''	0,00342	0,288	0,256

Tableau C.4 : Récapitulatif des mesures de permittivité complexe d'échantillons de roches témoins entre 1 GHz et 170 GHz.

Cristaux purs	Permittivité	1,2 GHz	110 GHz	168 GHz
Cristal de calcite CaCO ₃	ϵ'			8,5-8,8*
	ϵ''			0,02-0,1*
Cristal calcite CaCO ₃	ϵ'		8,81-9,647*	8,74-9,233*
	ϵ''		0,0416-0,0517*	0,045-0,0369*
Cristal Magnésite ENSMP	ϵ'		6,13-7,25*	7,06-7,23
	ϵ''		0,132-0,123*	0,06-0,12
Fenêtre de quartz SiO ₂	ϵ'			5,43
	ϵ''			0,16
Fluorure Calcium CaF ₂ (Schott)	ϵ'		6,72-6,92	6,9
	ϵ''		0,015-0,0076	0,0122
Rose des sables (Tunisie)	ϵ'		4,133	
	ϵ''		0,165	
Gypse (Maroc)	ϵ'	5,36	4,89	3,7
	ϵ''	0,087	0,062	0,2

Tableau C.5 : Récapitulatif des mesures de permittivité complexe d'échantillons de minéraux entre 100 GHz et 170 GHz. * se réfère à différentes orientations du cristal.

Sables	Permittivité	1 GHz	10 GHz	110 GHz	168 GHz
Dune du Pila Quartz	ϵ'	2,63		2,65-3	
	ϵ''			0,007-0,009	
Désert d'Oman Calcaire	ϵ'	2,62		3,6-3,84	
	ϵ''			0,02-0,023	
Désert Tunisie Rouge	ϵ'	2,53	2,55	2,45	
	ϵ''	0,07	0,01	0,0128	
Pays Basque Quartz	ϵ'				3,79
	ϵ''				0,0055

Tableau C.6 : Récapitulatif des mesures de permittivité complexe d'échantillons de sables entre 100 GHz et 170 GHz.

Tableaux C.7, C.8 et C.9 : Récapitulatif des mesures de réflectivité des échantillons de roches mesurées à 21, 36, 94 et 150 GHz, à 45° et 50° d'angle d'inclinaison, dans les deux polarisations V et H, sur un support en métal (r_{met}) et sur un support en absorbant (r_{abs}).

Inclinaison 45°	TRARA 21 GHz				TRARA 36 GHz			
Polarisation	H Pol		V Pol		H Pol		V Pol	
réflectivité métal/absorb	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}
Granite tuile	0,358	0,919	0,113	0,922	0,507	0,485	0,151	0,657
Marbre rouge	0,272	0,801	0,083	0,678	0,369	0,611	0,195	0,460
Marbre vert	0,468	0,755	0,175	0,698	0,272	0,794	0,094	0,665
Calcaire tuile								
Oman épaisse	0,515	0,730	0,187	0,694	0,515	0,631	0,219	0,576
Oman mince			0,240	0,766			0,132	0,815
Oman deshydratée	0,491	0,894	0,224	0,823	0,395	0,959	0,167	0,823
JR6 Oman	0,035	0,969	0,086	0,810	0,253	0,910	0,093	0,820
JR11 Oman			0,120	0,631	0,506	0,655	0,198	0,420

Inclinaison 45°	PORA 94 GHz				AMSUWARA 150 GHz			
Polarisation	H Pol		V Pol		H Pol		V Pol	
Réflectivité métal/absorb	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}
Granite tuile	0,285	0,349	0,105	0,189	0,233	0,239	0,076	0,086
Granite OG4C35	0,250	0,274	0,079	0,274	0,181	0,266	0,066	0,164
Marbre rouge	0,323	0,329	0,102	0,146	0,293	0,314	0,115	0,131
Marbre vert	0,309	0,516	0,136	0,312	0,292	0,333	0,126	0,219
Calcaire tuile	0,330	0,503			0,296	0,347	0,136	0,260
Oman épaisse	0,320	0,525	0,124	0,364	0,286	0,296	0,148	0,227
Oman mince	0,444	0,560	0,143	0,613	0,354	0,494	0,163	0,462
Oman déshydraté	0,455	0,778	0,152	0,761	0,372	0,617	0,162	0,571
JR6 Oman	0,471	0,628	0,170	0,646	0,484	0,695	0,241	0,582
JR11 Oman	0,373	0,500	0,135	0,202	0,277	0,340	0,116	0,195
Gypse	0,419	0,557	0,136	0,722	0,364	0,465	0,074	0,574

Inclinaison 50°	TRARA 21 GHz				TRARA 36 GHz				PORA 94 GHz			
Polarisation	H Pol		V Pol		H Pol		V Pol		H Pol		V Pol	
Réf métal/absorb	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}
Granite tuile			0,189	0,915			0,214	0,557			0,137	0,207
Marbre rouge			0,109	0,725			0,187	0,453			0,131	0,180
Marbre vert	0,484	0,669	0,209	0,607	0,301	0,735	0,092	0,624	0,332	0,567	0,128	0,328
Calcaire tuile	0,109	0,976	0,091	0,912	0,221	0,891	0,177	0,861	0,297	0,525	0,103	0,516
Oman épaisse	0,581	0,713	0,241	0,644	0,532	0,734	0,197	0,553	0,308	0,469	0,148	0,333
Oman mince	0,379	0,809		0,745	0,378	0,929	0,076	0,753	0,376	0,612	0,127	0,600
Oman deshyd.			0,297	0,824	0,401	0,945	0,197	0,869	0,380	0,776	0,130	0,699
JR6 Oman					0,418	0,830	0,123	0,780	0,433	0,661	0,169	0,644
JR11 Oman	0,311	0,767	0,120	0,654	0,565	0,417	0,258	0,268	0,339	0,403	0,121	0,227

Tableaux C.10 et C.11 : Récapitulatif des mesures de réflectivité des sables mesurées à 21, 36 et 94 GHz, à 45° et 50° d'angle d'inclinaison, dans les deux polarisations V et H, dans un bac en métal (r_{met}) et dans un bac en absorbant (r_{abs}).

Inclinaison 45°	TRARA 21 GHz				TRARA 36 GHz				PORA 94 GHz			
Polarisation	H Pol		V Pol		H Pol		V Pol		H Pol		V Pol	
Réf métal/absorb	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}
Dune du Pila	0,206	0,961	0,011	0,945	0,057	0,907	0,014	0,894	-0,049	0,655	0,004	0,731
Granuleux Oman	0,200	0,763	0,075	0,547	0,163	0,513	0,049	0,468	-0,015	0,031	0,038	0,044
Rouge - Tunisie	-0,002	0,734	-0,012	0,734	0,038	0,495	-0,031	0,657	-0,061	0,276	-0,001	0,376
Eau désionisée		0,677		0,490		0,649		0,438				0,280

Inclinaison 50°	TRARA 21 GHz				TRARA 36 GHz				PORA 94 GHz			
Polarisation	H Pol		V Pol		H Pol		V Pol		H Pol		V Pol	
Réf métal/absorb	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}	r_{abs}	r_{met}
Dune du Pila	0,039	0,916	0,036	0,952	0,133	0,904	0,022	0,925	0,004	0,726	-0,009	0,758
Granuleux Oman	0,111	0,687	0,071	0,636	0,196	0,543	0,063	0,472	0,043	0,004	0,030	0,036
Rouge - Tunisie	0,091	0,860	0,020	0,823	-0,012	0,766	0,010	0,702	-0,026	0,446	-0,007	0,458

Tableaux C.12 et C.13 : Récapitulatif des épaisseurs de sable lors des mesures dans un bac en métal (ep_{met}) et dans un bac en absorbant (ep_{abs}).

Inclinaison 45°	TRARA 21 GHz				TRARA 36 GHz				PORA 94 GHz			
Polarisation	H Pol		V Pol		H Pol		V Pol		H Pol		V Pol	
Epaisseur (cm)	ep_{abs}	ep_{met}	ep_{abs}	ep_{met}	ep_{abs}	ep_{met}	ep_{abs}	ep_{met}	ep_{abs}	ep_{met}	ep_{abs}	ep_{met}
Dune du Pila	1	1,35	1	1,3	1	1,35	1	1,3	1,1	1,4	1	1,3
Granuleux Oman	0,95	1,1	0,8	0,8	0,95	1,1	0,8	0,8	0,75	1,1	0,8	1
Rouge - Tunisie	1,4	1,9	1,2	1,65	1,4	1,9	1,2	1,65	1,5	2	1,25	1,7
Eau désionisée		1,05		1,4		1,05		1,4		1,05		1,4

Inclinaison 50°	TRARA 21 GHz				TRARA 36 GHz				PORA 94 GHz			
Polarisation	H Pol		V Pol		H Pol		V Pol		H Pol		V Pol	
Epaisseur (cm)	ep_{abs}	ep_{met}	ep_{abs}	ep_{met}	ep_{abs}	ep_{met}	ep_{abs}	ep_{met}	ep_{abs}	ep_{met}	ep_{abs}	ep_{met}
Dune du Pila	0,9	1,3	1,05	1,35	0,9	1,3		1,35	0,9	1,3	1,05	1,35
Granuleux Oman	0,7	0,8	0,8	0,85	0,7	0,8	0,8	0,85	0,7	0,8	0,8	0,85
Rouge - Tunisie	1	1,4	1,05	1,3	1	1,4	1,05	1,3	1	1,4	1,05	1,3

<i>Modèle d'inversion</i>	<i>Sandwich</i>			<i>Sandwich</i>			<i>6-flux</i>			<i>6-flux</i>			<i>Fresnel</i>	
Fréq. / Polarisation	94 GHz H Pol			94 GHz V Pol			94 GHz H Pol			94 GHz V Pol			H Pol	V Pol
Inclinaison 45°	rH	tH	eH	rV	tV	eV	r ₀ H	t ₀ H	e ₀ H	r ₀ V	t ₀ V	e ₀ V	riH	riV
Granite tuile	0.250	0.228	0.522	0.099	0.281	0.620	0.265	0.244	0.491	0.107	0.285	0.608	0.265	0.070
Granite OG4C35	0.230	0.1432	0.627	0.067	0.435	0.498	0.235	0.151	0.614	0.082	0.437	0.480	0.25	0.062
Marbre rouge	0.288	0.070	0.643	0.095	0.209	0.696	0.289	0.076	0.635	0.100	0.210	0.691	0.356	0.126
Marbre vert	0.220	0.415	0.365	0.117	0.405	0.479	0.270	0.442	0.288	0.140	0.412	0.449	0.325	0.106
Calcaire tuile	0.254	0.368	0.379				0.297	0.099	0.604				0.311	0.097
Oman épaisse	0.231	0.409	0.360	0.098	0.477	0.425	0.282	0.437	0.281	0.128	0.483	0.389	0.325	0.106
Oman mince	0.362	0.267	0.371	0.094	0.660	0.245	0.395	0.312	0.294	0.170	0.671	0.160	0.325	0.106
Oman deshyd.	0.330	0.446	0.224	0.096	0.745	0.160	0.429	0.520	0.051	0.221	0.761	0.018	0.311	0.097
JR6 Oman	0.367	0.306	0.327	0.114	0.656	0.230	0.413	0.361	0.226	0.203	0.671	0.126	0.348	0.121
JR11 Oman	0.301	0.301	0.398	0.127	0.249	0.624	0.335	0.335	0.330	0.135	0.254	0.611	0.320	0.103
Gypse	0.371	0.289	0.340	0.117	0.72	0.163	0.412	0.341	0.247	0.251	0.742	0.007	0.188	0.035

Tableaux C.14 et C.15 : Récapitulatif de la réflectivité, la transmissivité et l'émissivité des échantillons calculés à partir des modèles d'inversion, avec comme paramètres d'entrée les mesures radiométriques effectuées à 94 GHz.

<i>Modèle d'inversion</i>	<i>Sandwich</i>			<i>Sandwich</i>			<i>6-flux</i>			<i>6-flux</i>			<i>Fresnel</i>	
Fréq. / Polarisation	94 GHz H Pol			94 GHz V Pol			94 GHz H Pol			94 GHz V Pol			H Pol	V Pol
Inclinaison 50°	rH	tH	eH	rV	tV	eV	r ₀ H	t ₀ H	e ₀ H	r ₀ V	t ₀ V	e ₀ V	r _i H	r _i V
Granite tuile				0.133	0.250	0.617				0.142	0.255	0.604	0.297	0.050
Marbre rouge				0.126	0.212	0.662				0.132	0.216	0.652	0.359	0.081
Marbre vert	0.220	0.442	0.338	0.112	0.430	0.459	0.278	0.471	0.251	0.137	0.437	0.426	0.359	0.081
Calcaire tuile	0.195	0.448	0.357	0.073	0.627	0.300	0.248	0.471	0.282	0.122	0.632	0.246	0.345	0.073
Oman épaisse	0.223	0.372	0.405	0.133	0.408	0.460	0.262	0.395	0.343	0.160	0.417	0.424	0.359	0.081
Oman mince	0.261	0.422	0.317	0.090	0.663	0.248	0.324	0.461	0.215	0.162	0.672	0.166	0.359	0.081
Oman deshyd.				0.093	0.723	0.184				0.193	0.736	0.071	0.345	0.073
JR6 Oman	0.290	0.366	0.344	0.126	0.648	0.226	0.375	0.415	0.209	0.222	0.667	0.111	0.382	0.095
JR11 Oman	0.283	0.224	0.493	0.112	0.314	0.574	0.299	0.244	0.457	0.125	0.318	0.557	0.354	0.078

<i>Modèle d'inversion</i>	<i>Sandwich</i>			<i>Sandwich</i>			<i>6-flux</i>			<i>6-flux</i>			<i>Fresnel</i>	
Fréq. / Polarisation	150 GHz H Pol			150 GHz V Pol			150 GHz H Pol			150 GHz V Pol			H Pol	V Pol
Inclinaison 45°	rH	tH	eH	rV	tV	eV	r ₀ H	t ₀ H	e ₀ H	r ₀ V	t ₀ V	e ₀ V	riH	riV
Granite tuile	0.229	0.069	0.702	0.071	0.109	0.820	0.230	0.073	0.697	0.072	0.110	0.818	0.070	0.265
Granite OG4C35	0.175	0.268	0.557	0.036	0.343	0.621	0.189	0.277	0.534	0.040	0.344	0.616	0.062	0.248
Marbre rouge	0.283	0.124	0.594	0.105	0.138	0.758	0.287	0.135	0.578	0.107	0.139	0.754	0.106	0.325
Marbre vert	0.280	0.173	0.547	0.084	0.332	0.584	0.289	0.189	0.522	0.095	0.334	0.571	0.106	0.325
Calcaire tuile	0.284	0.192	0.524	0.085	0.377	0.538	0.296	0.210	0.494	0.099	0.380	0.520	0.097	0.311
Oman épaisse	0.277	0.086	0.637	0.111	0.298	0.591	0.279	0.093	0.628	0.122	0.302	0.575	0.106	0.325
Oman mince	0.331	0.304	0.365	0.041	0.588	0.371	0.370	0.347	0.283	0.063	0.590	0.348	0.106	0.325
Oman deshyd.	0.344	0.396	0.261	0.006	0.690	0.304	0.421	0.463	0.117	0.012	0.690	0.299	0.097	0.311
JR6 Oman	0.441	0.332	0.227	0.090	0.594	0.316	0.515	0.430	0.055	0.144	0.602	0.254	0.127	0.356
JR11 Oman	0.266	0.217	0.518	0.083	0.304	0.613	0.280	0.234	0.486	0.092	0.306		0.092	0.304
Gypse	0.357	0.254	0.389	0.000	0.755	0.245	0.386	0.295	0.319	0.000	0.757	0.243	0.0355	0.1884

Tableau C.16 : Récapitulatif de la réflectivité, la transmissivité et l'émissivité des échantillons calculés à partir des modèles d'inversion, avec comme paramètres d'entrée les mesures radiométriques effectuées à 150 GHz.

Page suivante :

Tableau C.17 & C.18 : Récapitulatif de la réflectivité, la transmissivité et l'émissivité des échantillons de sables calculés à partir des modèles d'inversion, avec comme paramètres d'entrée les mesures radiométriques effectuées à 21, 36 et 94 GHz.

<i>Modèle d'inversion</i>	<i>Sandwich</i>			<i>Sandwich</i>			<i>6-flux</i>			<i>6-flux</i>			<i>Fresnel</i>	
Fréq. / Polarisation	21 GHz H Pol			21 GHz V Pol			21 GHz H Pol			21 GHz V Pol			H Pol	V Pol
Inclinaison 45°	rH	tH	eH	rV	tV	eV	r ₀ H	t ₀ H	e ₀ H	r ₀ V	t ₀ V	e ₀ V	riH	riV
Dune du Pila	0.112	0.810	0.078	0.097	0.868	0.036		0.844			0.907		0.133	0.018
Granuleux Oman	0.090	0.724	0.187	0.058	0.671	0.271	0.192	0.736	0.072	0.106	0.675	0.219	0.193	0.037
Rouge - Tunisie	-0.089	0.916	0.174	-0.009	0.862	0.147		0.959		-0.033	0.862		0.107	0.012
Fréq. / Polarisation	36 GHz H Pol			36 GHz V Pol			36 GHz H Pol			36 GHz V Pol			H Pol	V Pol
Dune du Pila	-0.066	0.966	0.100	-0.002	0.940	0.062		1.020		-0.013	0.940	0.073	0.133	0.018
Granuleux Oman	0.091	0.585	0.325	0.034	0.642	0.325	0.139	0.592	0.269	0.057	0.643	0.300	0.193	0.037
Rouge - Tunisie	-0.015	0.702	0.313	-0.008	0.815	0.192	-0.029	0.702	0.328	-0.023	0.816	0.207	0.107	0.012
Fréq. / Polarisation	94 GHz H Pol			94 GHz V Pol			94 GHz H Pol			94 GHz V Pol			H Pol	V Pol
Dune du Pila		0.881		-0.013	0.863	0.150		0.935		-0.050	0.863	0.187	0.133	0.018
Granuleux Oman	0.000	0.193		0.038	0.077	0.885	0.000	0.193	0.808	0.038	0.077	0.885	0.193	0.037
Rouge - Tunisie	0.000	0.558	0.442	0.000	0.617	0.383	-0.050	0.559	0.491	0.000	0.617	0.383	0.107	0.012

<i>Modèle d'inversion</i>	<i>Sandwich</i>			<i>Sandwich</i>			<i>6-flux</i>			<i>6-flux</i>			<i>Fresnel</i>	
Fréq. / Polarisation	21 GHz H Pol			21 GHz V Pol			21 GHz H Pol			21 GHz V Pol			H Pol	V Pol
Inclinaison 50°	rH	tH	eH	rV	tV	eV	r ₀ H	t ₀ H	e ₀ H	r ₀ V	t ₀ V	e ₀ V	riH	riV
Dune du Pila	0.000	1.000	0.000	0.028	0.944	0.028		1.090			0.950		0.157	0.009
Granuleux Oman	0.000	0.810	0.190	0.058	0.732	0.210		0.813		0.126	0.737	0.137	0.223	0.024
Rouge - Tunisie	0.000	0.893	0.107	0.016	0.889	0.095	-0.064	0.894		0.076	0.890	0.034	0.129	0.005
Fréq. / Polarisation	36 GHz H Pol			36 GHz V Pol			36 GHz H Pol			36 GHz V Pol			H Pol	V Pol
Dune du Pila	0.008	0.882	0.111	0.014	0.944	0.042	0.036	0.882	0.083	0.130	0.946	-0.075	0.157	0.009
Granuleux Oman	0.112	0.575	0.313	0.054	0.625	0.321	0.169	0.586	0.245	0.088	0.628		0.223	0.024
Rouge - Tunisie		0.952		0.007	0.830	0.164		1.058		0.021	0.830	0.149	0.129	0.005
Fréq. / Polarisation	94 GHz H Pol			94 GHz V Pol			94 GHz H Pol			94 GHz V Pol			H Pol	V Pol
Dune du Pila		0.943		0.002	0.865	0.132		1.060		0.009	0.865	0.126	0.157	0.009
Granuleux Oman	0.000	0.000	1.000	0.030	0.077	0.893	0.049	0.000	0.951	0.030	0.077	0.893	0.223	0.024
Rouge - Tunisie	0.000	0.722	0.278	0.000	0.678	0.322		0.729		0.000	0.679	0.322	0.129	0.005

Annexe D

Revue bibliographique des articles publiés concernant les multiplicateurs de fréquences à diodes HBV (Heterostructure Barrier Varactor).